



**Universidad**  
Zaragoza

## Trabajo Fin de Grado

**RECEPTOR DE RADIOLOCALIZACIÓN SUBTERRÁNEA  
DIGITAL POR INDUCCIÓN MAGNÉTICA**

**MAGNETIC INDUCTION DIGITAL UNDERGROUND  
RADIOLOCATION RECEIVER**

Autor

**Víctor Ferreruela Marteles**

Directores

**Natalia Ayuso Escuer**

**José Luis Villaroel Salcedo**

Grado en Ingeniería Electrónica y Automática

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

2020



# **RECEPTOR DE RADIOLOCALIZACIÓN SUBTERRÁNEA DIGITAL POR INDUCCIÓN MAGNÉTICA**

## **RESUMEN**

Este Trabajo Fin de Grado consiste en la realización de un prototipo de receptor de radiolocalización subterránea por inducción magnética, capaz de recibir señales AC de mínima amplitud a una determinada frecuencia y realizar el procesamiento digital de las mismas mediante un DSP (Digital Signal Processor) para determinar mínimos de señal.

El receptor diseñado e implementado consta de un Front-End analógico encargado del filtrado y acondicionamiento de señal y un procesamiento digital de señal compuesto por un amplificador Lock-in.

El receptor tendrá que captar dos señales para su correcto funcionamiento; la primera será una referencia de amplitud adecuada y frecuencia y fase definidas y la segunda, una señal variable en amplitud dependiente de la geometría del campo magnético. Mediante los valores obtenidos de ambas señales, el amplificador Lock-in generará un valor de tensión continua que será utilizado en la radiolocalización para la búsqueda de nulos de señal.

El sistema receptor está formado por dos filtros paso banda (uno para cada señal necesaria) de ganancia fija, sintonizados a la frecuencia de la emisora elegida para transmitir y una etapa sumadora que añadirá a las tensiones obtenidas por los filtros paso banda, una tensión constante de 1.5 voltios para asegurar la tensión entrante positiva por el ADC. La continuación del amplificador Lock-in y el consiguiente procesamiento digital se realiza usando un microcontrolador de Texas Instrument (ti) que se programa en su Entorno de Desarrollo Integrado (IDE), Code Composer Studio (CCS).

El prototipo será validado en el laboratorio con equipos de instrumentación electrónica.



# **MAGNETIC INDUCTION DIGITAL UNDERGROUND RADIOLOCATION RECEIVER**

## **SUMMARY**

This Final Degree Project consists in the realization of a magnetic induction digital underground radiolocation receiver prototype, capable of receiving AC signals with minimum amplitude at a defined frequency and perform the digital processing of them through a DSP (Digital Signal Processor) to determine minimum signal.

The receiver to design and implement will be made by an analog Front-End which is in charge of filtering and signal conditioning; in addition to a digital signal processing composed of a Lock-in amplifier.

The receiver will have to capture two signals for its correct functioning, the first one being a reference of adequate amplitude and defined frequency and phase and the second, a variable signal in amplitude depending on the geometry of the magnetic field. Using the values obtained from both signals, the Lock-in amplifier will generate a constant voltage value that will be used in the radiolocation for searching for signal nulls.

The receiver system is made up of two bandpass filters (one for each signal required) of fixed gain, tuned to the frequency of the chosen transmitter to transmit and a summing stage that will add to the voltages obtained by the bandpass filters, a constant voltage of 1.5 V to ensure positive input voltage in the ADC. The next steps about the Lock-in amplifier and the digital processing is performed by a Texas Instruments (ti) microcontroller that is programmed into its Integrated Development Environment (IDE), Code Composer Studio (CCS).

The prototype will be validated in the laboratory with electronic instrumentation equipment.



# Índice General

1.- Introducción.....	1
1.1.- Marco .....	1
1.2.- El GTE y la radiolocalización.....	1
1.3.- Motivación y objetivos del Trabajo Fin de Grado .....	2
1.4.- Organización de la memoria .....	2
2.- Fundamentos del método de radiolocalización.....	5
2.1.- Introducción .....	5
2.2.- Estimación del punto cero.....	6
2.3.- Estimación de la profundidad .....	7
2.4.- Fuentes de error y precisión del método .....	8
3.- Diseño del sistema receptor .....	11
3.1.- Amplificador Lock-in.....	11
3.2.- Front-End .....	19
4.- Diseño estructural del sistema .....	25
4.1.- Diagrama de bloques.....	25
4.2.- Justificaciones de diseño.....	26
5.- Diseño Hardware .....	27
5.1.- Alimentación .....	27
5.2.- Acondicionamiento de señal .....	28
6.- Diseño Software.....	31
6.1.- Programación del filtro paso banda .....	31
6.2.- Programación del Lock-in.....	35
6.3.- Software auxiliar .....	40
7.- Prototipo y Validación experimental.....	47
7.1.- Prototipo.....	47
7.2.- Diseño de los tests de ensayo.....	51
7.3.- Tests de laboratorio .....	52
7.4.- Resultados de los tests .....	53
8.- Conclusiones y trabajo futuro .....	59
8.1.- Conclusiones .....	59
8.2.- Trabajo futuro.....	60
8.3.- Valoración personal.....	60
9.- Bibliografía .....	63
10.- Anexos .....	65
10.1.- Especificaciones del equipo receptor.....	65
10.2.- Esquemáticos del prototipo.....	65
10.3.- Lock-in y Reserva Dinámica .....	70
10.4.- Ruidos en sistemas electrónicos.....	71
10.5.- Tipos de filtros electrónicos .....	72
10.6.- Listado de componentes.....	75
10.7.- Diagrama de Gantt .....	76
10.8.- Fórmulas cálculo profundidad radiolocalización subterránea .....	77
10.9.- Teoría Electromagnetismo .....	78





# **1.- Introducción**

## **1.1.- Marco**

Este proyecto se encuadra en el ámbito de la radiolocalización subterránea, método empleado para localizar un punto subterráneo desde el exterior; mediante un emisor que se colocará debajo de la superficie y un receptor, en el exterior de la misma. En el presente trabajo, se captarán dos señales, una será utilizada como referencia y la otra como señal de búsqueda, ya que se usa la tecnología Lock-in<sup>1</sup>. Por medio del sensado en diversos puntos de la superficie, se podrá determinar la localización en superficie y profundidad del emisor por un método basado en los nulos de campo magnético. Es por ello que resulta determinante poder medir valores mínimos de señal en un entorno ruidoso.

Se utilizarán campos magnéticos oscilantes en el tiempo generados por una espira o solenoide, que inducirán tensión eléctrica en las bobinas receptoras (referencia y señal de búsqueda). De esta manera, el receptor captará la señal correspondiente al campo magnético en la posición que se encuentren las antenas.

Es importante que la frecuencia de la emisora sea lo suficientemente baja para que pueda atravesar el suelo y comunicarse con la receptora sin distorsionar la forma del campo para poder realizar una radiolocalización precisa.

Por ello, este proyecto parte de la teoría de la radiolocalización para el diseño e implementación del prototipo a desarrollar. Como resultado, se observará una tensión dependiente de la intensidad del campo magnético que será utilizado durante el proceso de radiolocalización.

El prototipo del proyecto estará formado por un sistema receptor compuesto por un amplificador Lock-in, etapas de acondicionamiento de señal para adecuarlas a la entrada del conversor analógico-digital y una fuente de alimentación para el sistema receptor y las etapas de acondicionamiento de señal para el ADC.

## **1.2.- El GTE y la radiolocalización**

Este TFG trata sobre la radiolocalización, cuya investigación es llevada a cabo por el Grupo de Tecnologías en Entornos hostiles (GTE) de la Universidad de Zaragoza. El GTE ha utilizado durante los últimos 20 años radiolocalización subterránea para numerosas aplicaciones en entornos

---

<sup>1</sup> Un amplificador Lock-in es un tipo de amplificador que puede extraer una señal acoplada a una portadora de frecuencia y fase conocidas de un entorno muy ruidoso.

subterráneos que precisen de exactitud a la hora de localizar, estudiar o explotar el mundo bajo la superficie como estudios científicos, rescates u obra civil.

La radiolocalización, como ya se ha citado, se basa en la búsqueda de la localización bajo tierra de un punto desde el exterior, mediante una antena o baliza, que permita determinar su longitud, latitud y profundidad.

### **1.3.- Motivación y objetivos del Trabajo Fin de Grado**

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es diseñar e implementar un receptor de radiolocalización subterránea digital por inducción magnética, con el cual se pueda determinar desde el exterior, la posición del emisor subterráneo.

El uso de tecnología digital está motivado por la posibilidad de incluir un amplificador Lock-in de bajo coste y fácil de implementar para poder radiolocalizar con señales extremadamente débiles con exactitud. Además, se podrán añadir fácilmente otras funcionalidades como modificar la frecuencia de operación o amplificar de forma adaptativa.

### **1.4.- Organización de la memoria**

La memoria se ha estructurado en los siguientes capítulos:

1. Introducción. Se describe brevemente el fin y el ámbito donde se ubica el TFG.
2. Fundamentos del método de radiolocalización. Se explican los fundamentos y el método de radiolocalización subterránea utilizados por el presente proyecto.
3. Diseño del sistema receptor. En este apartado se describen los bloques principales de diseño del receptor de radiolocalización subterránea de este proyecto.

4. Diseño estructural del sistema. En este capítulo se adjunta el diagrama de bloques del receptor y las justificaciones básicas (se irá justificando en cada capítulo con mayor detalle cada decisión) de los módulos escogidos para el sistema.
5. Diseño Hardware. Se expone y justifica el diseño Hardware del proyecto, exceptuando la etapa de Front-End que pertenece al Bloque 3 “Diseño del Sistema Receptor” por ser parte fundamental del receptor. Se describe la Fuente de Alimentación para el prototipo y la etapa de acondicionamiento de señal para la entrada al ADC.
6. Diseño Software. En este bloque se encuentran los módulos e implementación del software necesarios para el funcionamiento del prototipo.
7. Prototipo y Validación experimental. Se explica el proceso de construcción del prototipo (utilizando el programa BlackBoard<sup>2</sup>, software muy útil para montaje en placa de prototipos) y las pruebas y resultados para verificar que cumple con su cometido.
8. Conclusiones y trabajo futuro. Para terminar, se exponen las impresiones del autor sobre el resultado del TFG, así como las conclusiones derivadas del mismo en toda su realización y la prospectiva.
9. Bibliografía. Fuentes consultadas durante la realización del proyecto.
10. Anexos.
  - Anexo 1: Especificaciones del equipo receptor. Se citan los detalles que caracterizan al prototipo de receptor.
  - Anexo 2: Esquemáticos del prototipo. Se adjuntan todas las fases de creación del Hardware final añadiendo imágenes de todos los diseños electrónicos en el programa DipTrace<sup>3</sup>.
  - Anexo 3: Lock-in y Reserva Dinámica. En esta parte se adjunta la idea del amplificador Lock-in como correlador y se describe una magnitud fundamental del

---

2 Software dedicado al diseño de placas de prototipos

3 Software que permite diseñar el esquema de un circuito electrónico, al igual que la PCB contando con librerías de componentes y posibilidad de edición de los mismos

mismo y crucial a la hora de elegir un amplificador Lock-in, como es la reserva dinámica.

- Anexo 4: Ruidos en sistemas electrónicos. Se describe brevemente el conjunto más importante de ruidos que pueden alterar el funcionamiento correcto de un sistema de precisión como el amplificador Lock-in.
- Anexo 5: Tipos de filtros electrónicos. Se citan y describen los aspectos principales de los filtros más comunes entre los que elegir el óptimo para la aplicación en cuestión.
- Anexo 6: Listado de componentes. Se adjunta la lista de los componentes que forman el prototipo.
- Anexo 7: Diagrama de Gantt. Se adjunta la tabla con las tareas y tiempo invertido en cada una de ellas, además del diagrama de Gantt, indicando los días que se invirtieron en cada parte.
- Anexo 8: Fórmulas cálculo profundidad radiolocalización subterránea. Se citan las fórmulas y el método para el cálculo de la profundidad en suelos lisos e inclinados.
- Anexo 9: Teoría Electromagnetismo. Se explican los conceptos básicos de electromagnetismo para entender la inducción de tensión eléctrica en un inductor ante la presencia de un campo magnético.

## **2.- Fundamentos del método de radiolocalización**

### **2.1.- Introducción**

La radiolocalización subterránea consiste en, desde el interior de una superficie subterránea, generar un campo magnético y desde el exterior de la misma, poder hallar dicho punto en la superficie y la profundidad a la que se encuentra el emisor mediante la detección del campo generado.

Hoy en día las comunicaciones inalámbricas están desarrollándose masivamente por su funcionalidad frente al cable (pese a sus todavía inconvenientes de velocidad), pero de poco sirven las redes de telecomunicaciones de microondas (a frecuencias de MHz) en el mundo subterráneo. Éstas no llegan a atravesar la tierra por lo que la determinación del emisor por parte de un receptor en la superficie se reduce a unos pocos metros de profundidad, tanto menos conforme aumente la frecuencia. Por esto se justifica la necesidad de trabajar a frecuencias bajas; en este caso, se utiliza una antena emisora ya fabricada que emite a 874 Hz y el equipo receptor, que es en lo que consiste este TFG, diseñado para recibir señales sintonizadas a esa frecuencia.

Trabajar con bajas frecuencias, es decir, grandes longitudes de onda, repercute en la necesidad de utilizar antenas de gran tamaño para obtener un buen rendimiento y eficiencia.

Debido a esta casuística, se sugirió probar en 1960 con técnicas basadas en inducción magnética para permitir la comunicación desde el interior de una cavidad. La radiolocalización subterránea es usada desde la mitad del siglo pasado para mapear cuevas y búsqueda de mineros hundidos en accidentes. Desde ese momento, pocos avances se han hecho para mejorar la técnica (introducir tecnología GPS por ejemplo a comienzos del siglo actual) y ninguno se ha llegado a utilizar. Los equipos que se utilizan son, principalmente, analógicos.

Mediante sensados desde la superficie y conociendo la geometría del campo magnético desde arriba, se obtiene el punto inmediatamente vertical del emisor en la superficie, que es llamado el punto cero (Ground Zero, GZ). Las líneas de flujo magnético pertenecen a planos que atraviesan el eje del emisor, así que si la bobina receptora está contenida en uno de esos planos, no habrá líneas de flujo que la crucen y no se generará tensión inducida. De esta manera, se coloca el receptor según su eje vertical en algún punto de la superficie y se gira, atendiendo a que en algún ángulo se encuentre un nulo. En esa dirección del nulo, se habrá encontrado que el plano vertical del receptor contiene al punto cero. Se repite lo realizado con el receptor en otros puntos y se obtendrá nuevas direcciones de nulo que contendrán al punto cero, éstas se deberán marcar o señalar en el suelo para localizar perfectamente la coordenada vertical del emisor o punto cero.

Con el punto cero obtenido y mediante la inclinación de la superficie del campo magnético, para estimar la profundidad, se coloca la bobina receptora con los ejes hacia el punto cero y se inclina con respecto a la horizontal hasta que se llega al nulo.

Con respecto a la estimación del punto cero y a la exactitud a la hora de medir la profundidad, se está estudiando el uso de algoritmos de estimación e instrumentación topográfica. Actualmente, el GTE y otros grupos del ámbito de la espeleología, están desarrollando prototipos e investigando acerca de la técnica óptima para llevarlo a cabo con la mayor exactitud posible.

Para la comunicación, se suelen usar antenas de inyección de corriente o bucles. Los bucles generan un campo magnético (de corto alcance en términos de comunicación inalámbrica) y, por lo tanto, no serían eficaces para la transmisión de información; sin embargo, dicho campo magnético que dependerá del tamaño del bucle, es la clave del método de radiolocalización, ya que mediante el conocimiento de sus líneas de campo, se basa la búsqueda del punto cero y la profundidad. En resumen, el método de radiolocalización está basado en la geometría del campo magnético generado por una antena de bucle con núcleo de aire o ferrita.

En recepción, la antena de bucle será capaz de detectar señales magnéticas si las líneas de campo cruzan el plano del mismo, serán máximas si son perpendiculares a él y nulas si son paralelas. Gracias a esta propiedad, es posible conocer la orientación del campo magnético en un punto cuando se detecta un nulo de señal.

En los siguientes apartados del capítulo, se explicará en qué consiste la técnica práctica de radiolocalización subterránea por inducción magnética, para localizar un punto del espacio bajo tierra.

## **2.2.- Estimación del punto cero**

El punto cero se refiere a la localización justo encima del transmisor en la superficie exterior.

Primero se coloca el emisor bajo tierra y transmitiendo. Después habrá que encontrar el llamado punto cero; para ello se necesita un equipo receptor ubicado en la superficie con el eje de la antena receptora perpendicular al suelo.

A partir de aquí habrá que buscar una posición de señal nula, al encontrarla, el eje de la antena receptora será perpendicular a una dirección que pasa por el punto cero. Se elige otro punto y se repite la operación, de manera que en la intersección de ambas direcciones de plano, se encuentra el punto cero en primera aproximación (ver Figura 1).

La exactitud de esta aproximación se mejora iterando desde varias direcciones y dejando marcada la dirección apuntada por cada nulo.

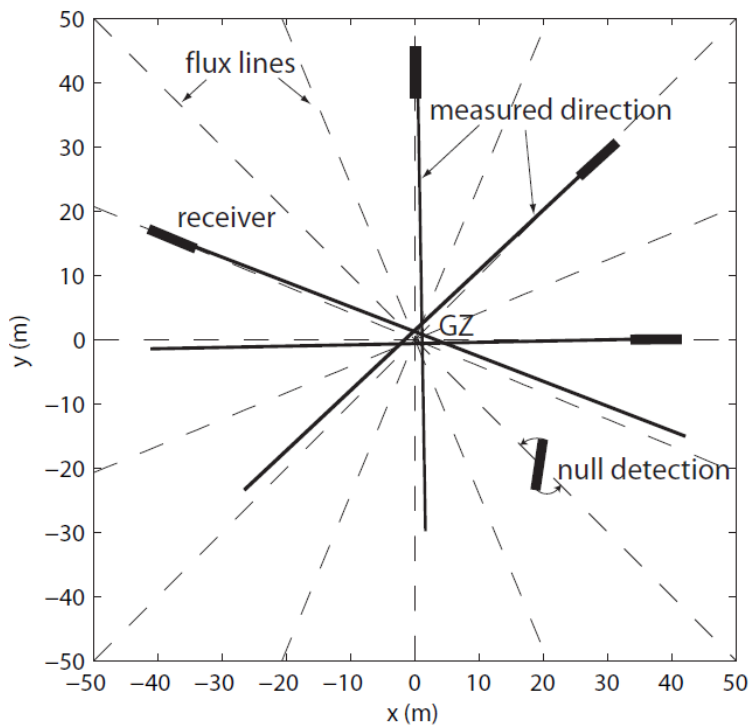


Figura 1: Localización del punto cero. N. Ayuso (2010). Modeling and Applications of Through-the-Earth Magnetic Field Propagation. PhD. Tesis, Universidad de Zaragoza.

## 2.3.- Estimación de la profundidad

Como se ha dicho anteriormente, la morfología de las líneas de campo sigue un patrón bien definido con la distancia a la fuente.

Para determinar su magnitud, se comienza por separarse del punto cero una distancia, idealmente del orden de la profundidad estimada y con una antena de núcleo de aire, se coloca el bucle receptor con su base en el suelo y el eje dirigido hacia el punto cero (dirección de máxima intensidad de señal).

Desde esa posición, se rota el bucle receptor con respecto a su base apoyada, alejándose o acercándose al punto cero, convirtiendo ángulos de positivos a negativos o de negativos a positivos respectivamente, hasta encontrar un nulo.

Una vez conseguido, se anota dicho ángulo con respecto a la horizontal del plano que permite el nulo (fórmulas para hallar profundidad en suelo plano o inclinado en Anexo 10.8).

Cuando el suelo está inclinado, se puede localizar un punto del receptor con un GPS (Global Positioning System) y así, hacer la corrección con la precisión que éste determine.

En la siguiente imagen se aprecia desde un plano transversal, la trayectoria de las líneas de campo de un dipolo magnético y como algunas de ellas llegan a la superficie, pudiendo calcular la profundidad ( $d$ ) midiendo la distancia desde el punto cero (GZ). También se calcula la inclinación del campo ( $\alpha$ ).

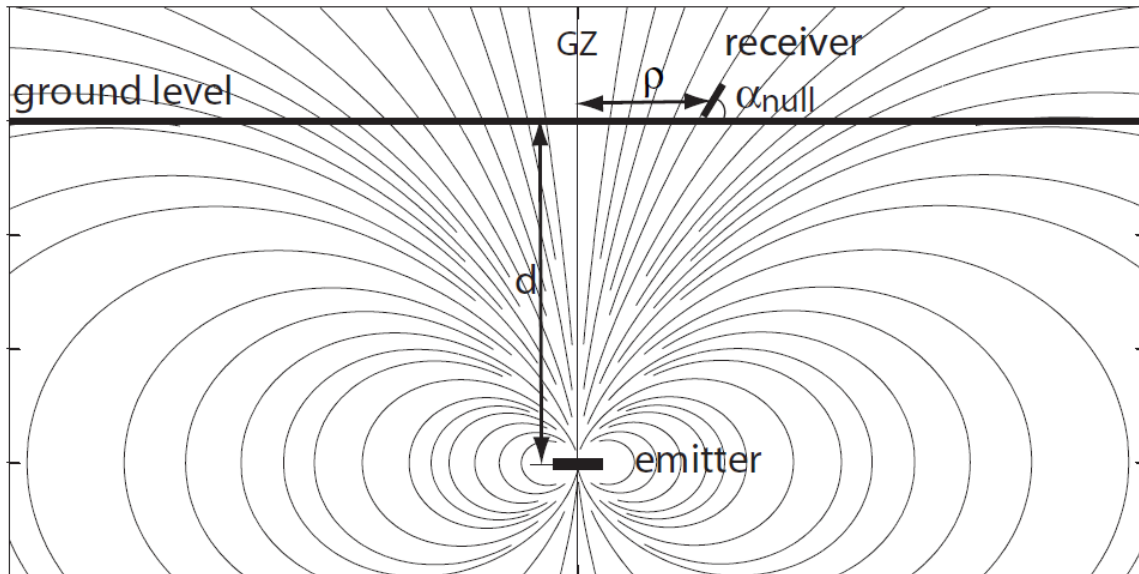


Figura 2: Líneas de flujo para estimación de la profundidad vistas desde plano axial (emisor de dipolo magnético). N. Ayuso (2010). Modeling and Applications of Through-the-Earth Magnetic Field Propagation. PhD. Tesis, Universidad de Zaragoza.

## 2.4.- Fuentes de error y precisión del método

A continuación, se enumeran todas las fuentes de error del método y su influencia en la exactitud del mismo.

### Fuentes de error:

1. Inclinación de la fuente. Si los ángulos a medir no son rectos, se necesitará hacer uso de tecnología GPS o de otras fórmulas explicadas en el Anexo 10.8.
2. Deformación del campo por efecto de la propagación a través del suelo. Las señales generadas por el emisor atravesarán decenas de metros de tierra, roca o agua y se verán atenuadas, sobre todo ciertas rocas magnéticas distorsionarán las líneas de flujo



magnético y las señales que se propagan por la tierra. Además, el suelo funciona como conductor eléctrico (depende del tipo de suelo donde se radiolocalice), aunque a baja frecuencia no es notable su conductividad. Y por esto existe el llamado “efecto pelicular”, por el cual, a alta frecuencia las señales tienden a quedarse en la superficie y no atravesar el suelo.

3. Error al determinar el nulo de señal. Es posible que en el momento de la medición exista ruido acoplándose al valor utilizado para radiolocalizar y falsee el nulo de señal; por esto es importante repetir numerosas veces la aproximación del punto cero para acotar con más exactitud su localización.
4. Error al localizar el punto cero. Conforme se vaya repitiendo el proceso de búsqueda del punto cero, se irá reduciendo la zona de incertidumbre formada por las direcciones de los planos apuntando al punto cero y mejorando la precisión del método.



### 3.- Diseño del sistema receptor

#### 3.1.- Amplificador Lock-in

Como se ha introducido anteriormente, el objetivo de este proyecto es la creación de un receptor de radiolocalización que permita la detección de nulos de señal y así, localizar el punto cero de un emisor subterráneo y posteriormente, su profundidad. En medios ruidosos donde las señales van a presentar ruido, es necesario eliminar dicho ruido y recuperar la señal de interés para una correcta comunicación; pero si la potencia de la componente de ruido es muy superior a la de la señal (se trabajará con nulos de señal de nanovoltios o menos), ésta desaparece en el ruido antes de llegar al receptor.

Una posible solución sería, dependiendo de la frecuencia del ruido y de la señal, implementar filtros analógicos o digitales en cascada (paso bajo, alto, banda o notch) para eliminar el ruido y recuperar la señal y amplificarla mediante amplificadores convencionales o mejor amplificadores de bajo ruido. Sin embargo, esta opción es errónea, debido a que de esta manera no se singulariza la frecuencia de interés a la que transmitirá el emisor, además de que los amplificadores utilizados para uso general no consiguen generar una decente potencia de señal frente al ruido cuando éste es muy superior a la potencia de la señal, concluyendo en una pésima SNR<sup>4</sup> (relación señal / ruido) e imposibilitando esta alternativa.

Se supone un ejemplo donde se pretende medir señales de 100 nV eficaces a 1 KHz y se utiliza para amplificarla un amplificador de bajo ruido (LNA) de ganancia 1024 con ancho de banda de 100 KHz, además del correspondiente filtro paso banda de factor de calidad “Q” de 16 si se desea medir con “exactitud” esa baja tensión. Se aproxima un ruido de unos 5 nV /  $\sqrt{\text{Hz}}$  para el amplificador y sin contar el ruido del filtro se obtiene que:

$$V_0 = 100\text{nV} \cdot 1024 \approx 0.1\text{mV} \quad (1)$$

$$V_{0\text{Noise}} = 5\text{nV} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3} \cdot 1024 \approx 1.6\text{mV} \quad (2)$$

El ruido es 16 veces mayor que la señal, teniendo en cuenta que su ancho de banda no es muy grande, la señal no es demasiado pequeña para medirse como un nulo y presenta una aceptable relación ruido / frecuencia debido al LNA. El ruido del filtro paso banda que seleccionará el entorno de la frecuencia central de interés será para este ejemplo:

---

4 Signal to Noise Ratio representa el cociente de la potencia de la señal de interés entre la potencia del ruido

$$V_{NoiseBP} = 5nV \cdot \sqrt{\Delta f} \cdot 1024 = 5nV \cdot \sqrt{\frac{F_0}{Q}} \cdot 1024 = 5nV \cdot \sqrt{\frac{1KHz}{16}} \cdot 1024 \approx 40.5\mu V \quad (3)$$

Para minimizar este ruido se debe trabajar con factores de calidad lo más selectivos (elevados) posible, a pesar del compromiso de reducir el ancho de banda y la posibilidad de que a la mínima distorsión de frecuencia, se pierda la señal en el filtro. En consecuencia, se debe restringir al máximo el ancho de banda utilizado, fuente fundamental de ambos ruidos.

Sabiendo todo esto, hay que utilizar otro diseño para efectuar una medición fiable y con exactitud de tensiones mínimas, entonces es donde entra en escena el amplificador Lock-in.

El amplificador Lock-in se fundamenta en la idea de receptor homodino (una frecuencia), cuya arquitectura sirve para recuperar datos de una señal mediante su modulación en frecuencia y fase con respecto a otra señal portadora o referencia. El esquema siguiente muestra su modelo:

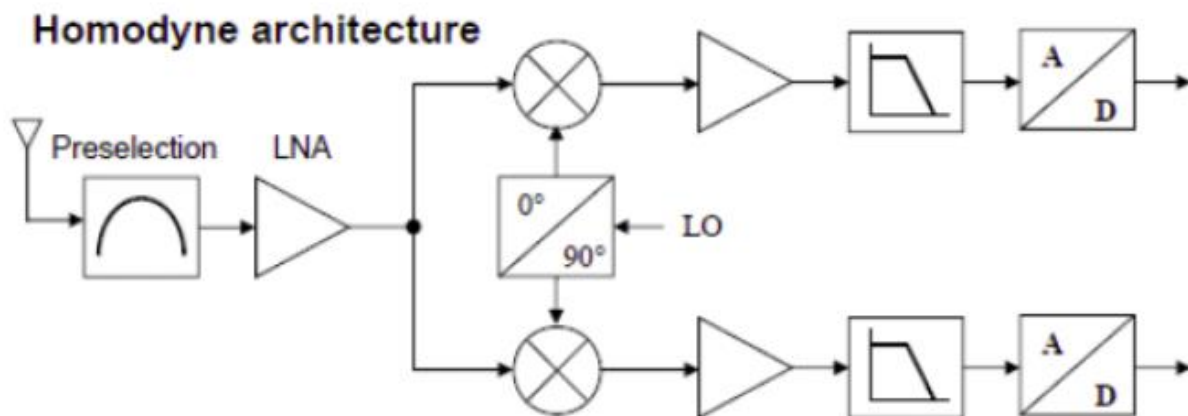


Figura 3: Modelo del receptor homodino.

<https://dsp.stackexchange.com/questions/50638/homodyne-concept-of-receiver>

La señal de entrada pasa por un filtro paso banda para seleccionar la frecuencia de interés, después es amplificada por un amplificador de bajo ruido (Low Noise Amplifier) y es multiplicada por un multiplicador, también llamado mixer o Phase Sensitive Detector (PSD) con una referencia generada por un oscilador local (Local Oscillator). El objetivo del PSD es comparar dos señales en frecuencia, amplitud y fase mediante la desmodulación de la señal de interés con su referencia; eliminando las componentes que no tengan entre sí la misma frecuencia y fase (esta es la etapa principal del amplificador Lock-in, la cual genera un equivalente a un factor de calidad elevadísimo de unos 10000 y reduce al máximo el ruido para permitir la funcionalidad del amplificador Lock-in). Esta referencia o portadora es multiplicada en fase con la señal de entrada y también es multiplicada

con la señal de entrada estando en cuadratura o desfasada  $90^\circ$  (en un Lock-in de simple fase solo se multiplicará por la referencia en fase, mientras que en un Lock-in de doble fase, se realizarán ambas operaciones). Con esto, se consigue obtener a la salida del PSD una señal con dos componentes en frecuencia, uno con la suma de las frecuencias de referencia y señal de entrada y otro componente con su resta. Independientemente son filtradas (también se pueden amplificar las señales resultantes del PSD) por un filtro paso bajo con una frecuencia de corte bastante inferior a la suma de las anteriores frecuencias y se obtienen dos señales continuas, una en fase y otra en cuadratura con la señal de entrada que son digitalizadas por un conversor A/D (la base de tiempos en la que se basa el ADC, sea un Timer o una PWM, debe ser la misma para sincronizar la digitalización y evitar desfases en las señales que llevarán a errores en el funcionamiento del amplificador Lock-in). Si las frecuencias de la referencia y la señal de entrada son iguales (locked-in) y se implementa un filtro paso bajo de frecuencia de corte lo más baja posible (50 Hz o menos), se conseguirá discriminar la frecuencia de interés con respecto al resto obteniendo el modelo del amplificador Lock-in.

El objetivo del amplificador Lock-in es minimizar al máximo el ruido existente a otras frecuencias y así maximizar el SNR, consiguiendo en su salida una tensión de un valor dependiente de la tensión eficaz de la señal de interés, de la tensión eficaz de la referencia (ya conocida porque es impuesta por el usuario) y del desfase entre ambas; de manera que indirectamente se halla la señal buscada.

El amplificador digital Lock-in es una opción barata, rápida, móvil y versátil que es capaz de realizar la detección de señales AC cuasi-nulas inmersas en ruido, así que el resultado de introducir en él una referencia a una frecuencia concreta y la señal de una antena receptora para radiolocalizar a esa misma frecuencia (locked-in), proporcionará el valor de tensión de interés para la radiolocalización dependiente de los valores eficaces de la referencia y señal. También puede ser utilizado como detector de cambios de fase, permitiendo medir desfases con exactitud aún en señales con elevada amplitud y ruido (muy bajo SNR).

El amplificador Lock-in se puede realizar analógico, digital o mezclando ambos, la manera en que se implemente potenciará unos beneficios sobre otros. Inicialmente, cuando se empezó a usar el amplificador Lock-in, todas sus etapas eran analógicas y a medida que pasaba el tiempo y el precio de los procesadores de señales digitales (DSPs) disminuía, se iban incorporando dichos componentes digitales en la implementación del Lock-in, llevándolo a un diseño mixto. A día de hoy, no se utilizan amplificadores Lock-in totalmente digitales, manteniendo la etapa de filtrado y amplificación de la señal de entrada con circuitos analógicos.

Si se realiza un amplificador digital (en realidad es mixto) Lock-in implementado en un DSP, su coste económico es mínimo y es fácilmente personalizable para cambiar sus especificaciones en función de la frecuencia deseada. Sin embargo, la señal analógica debe pasar por un conversor analógico-digital que la digitalice y posteriormente realizar el resto de operaciones necesarias; si la frecuencia de interés es del orden de “MHz” o cientos de “KHz” requerirá el uso de DSPs con alta velocidad y así ADCs con alta frecuencia de muestreo, lo que aumentará considerablemente el presupuesto. Pero si la señal es de unos pocos “KHz”, un Lock-in puramente digital es una

alternativa, aunque requerirá de un filtrado paso banda y amplificación simultáneos de referencia y señal para ser viable.

Un amplificador Lock-in analógico supondrá un coste económico muy superior al de uno mixto, ya que necesitará de componentes de más alto precio y únicamente es rentable si se necesita un ancho de banda a muy elevada frecuencia, dadas las limitaciones anteriormente descritas de los sistemas digitales y mixtos con respecto a la frecuencia de muestreo posible para un ADC. Además, las señales pueden sufrir desfases debido a cambios de temperatura o desgaste de los componentes.

En este proyecto se implementa un amplificador Lock-in mixto, ya que la primera parte del receptor correspondiente a los filtros paso banda y la amplificación de la señal desde la antena receptora, se realiza en circuito analógico con la ayuda del MAX267B, compuesto de dos filtros activos paso banda de segundo orden en circuito de condensadores conmutados (switched capacitor circuit), formando los llamados “filtros de condensadores conmutados”. Es decir, filtros basados en el funcionamiento de un circuito de condensadores e interruptores, donde las señales se almacenan en los condensadores a medida que los interruptores van conmutando según una frecuencia (será la frecuencia de reloj que se explicará más adelante, proveniente de la PWM); de la relación entre los condensadores y sus cargas, se origina el funcionamiento de los diferentes filtros que suelen ser usados en aplicaciones de precisión. El resto de etapas del Lock-in son digitales y se realizan en un DSP. A continuación, se muestra un diseño de un filtro de segundo orden de condensadores conmutados:

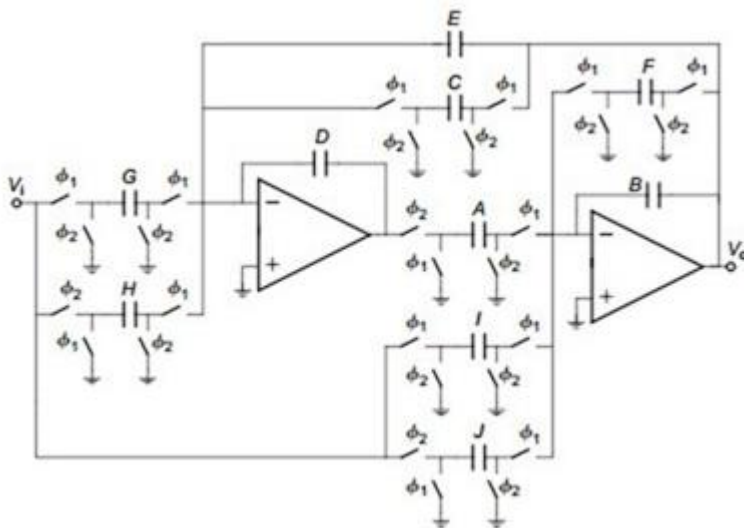


Figura 4: Filtro de segundo orden de Fleischer&Laker (Fleischer&Laker biquadratic cell). <http://www.engineering-bachelors-degree.com/electronic-components/uncategorized/switched-capacitor-filterssecond-order-sc-circuit/>

Para más información sobre los filtros de condensadores conmutados, en la referencia de la figura anterior se encuentran dos modelos de diseño (uno es el Fleischer&Laker) de todo tipo de filtros (Butterworth, Chebyshev, ...), de manera que mediante los valores de capacidad de los

condensadores y las conmutaciones de los interruptores ( $\Phi$ ), se fijan las posiciones de los polos, polos y el o los factores de calidad del filtro (en este caso 1 por ser un filtro de segundo orden).

Volviendo con el Lock-in, fundamentalmente se utilizan dos modelos de amplificador Lock-in; el modelo simple que realiza la eliminación de las frecuencias que no sean la de referencia mediante una referencia en fase con la señal de interés y el segundo modelo que tiene dos referencias, una en fase con la señal de interés y otra desfasada  $90^\circ$  de la misma; se realiza para cada referencia el mismo procedimiento que con la única referencia del modelo simple y se obtienen dos salidas del Lock-in, finalmente se obtiene el módulo y fase de ambas mediante operaciones que se describen más adelante en este capítulo.

Primero se expone el amplificador Lock-in simple mediante su diagrama de bloques y explicación y después el modelo de doble referencia o doble fase. El diagrama de bloques del modelo simple es:

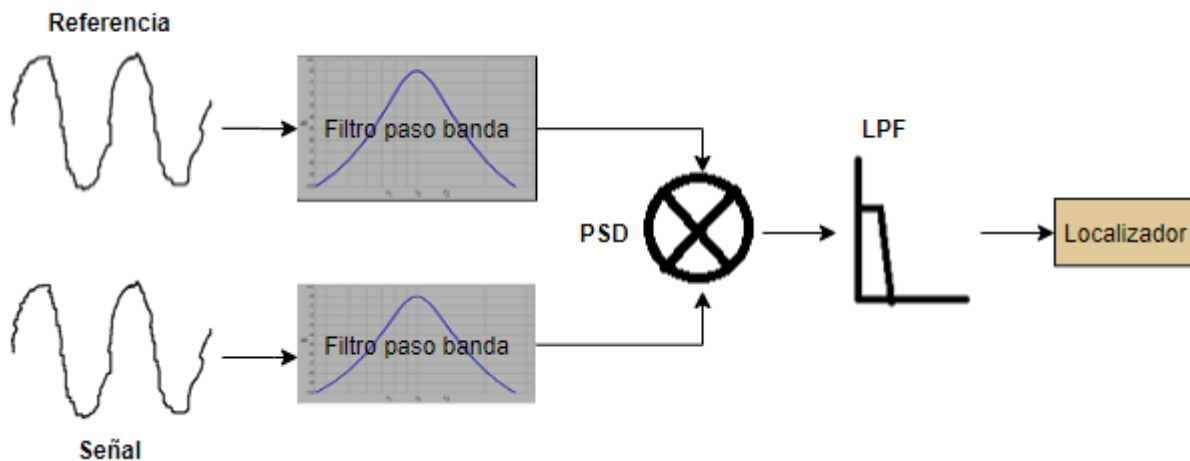


Figura 5: Modelo del amplificador Lock-in simple.

Partiendo de una referencia y señal a la frecuencia del emisor (enganchada o locked-in), son filtradas por los paso banda y multiplicadas muestra a muestra en el PSD o mixer, obteniendo una señal (por ejemplo,  $V_1$ ) con una componente de continua y otra del doble de la frecuencia de la señal entrante. Esto se produce porque al multiplicar en el dominio del tiempo dos señales, se realiza la operación equivalente que es la convolución de las mismas en el dominio de la frecuencia; así que se obtendrá la suma ( $F_{ref}+F_{sig}$ ) y resta ( $F_{ref}-F_{sig}$ ) de las señales multiplicadas en frecuencia. La referencia y la señal variable tienen la misma frecuencia ( $F_{ref}=F_{sig}=F_{locked}=874$  Hz), entonces el resultado será una componente que varía con el coseno del doble de la frecuencia de esas señales ( $F_1 = 874 \text{ Hz} \times 2=1748 \text{ Hz}$ ) y una componente de continua (que es el valor que se quiere extraer a la salida del Lock-in). “ $\Theta$ ” es el desfase entre la referencia y la señal.

$$V_1 = \frac{1}{2}V_{ref} V_{sig} \cos(\theta) + \frac{1}{2}V_{ref} V_{sig} \cos(2\omega t + \theta) \quad (4)$$

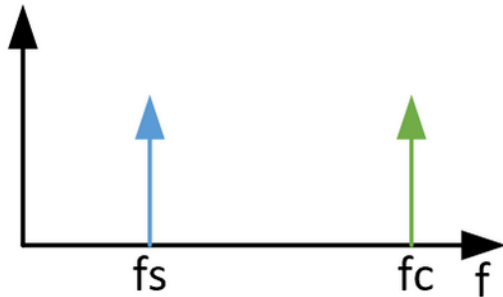


Figura 6: Señal y referencia o portadora (carrier) en el dominio de la frecuencia.  
<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/basic-fundamentals-of-lock-in-amplifiers/>

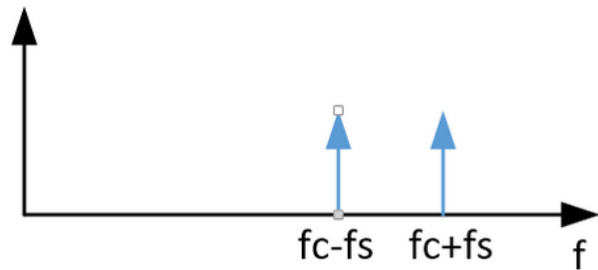


Figura 7: Suma y resta de las frecuencias de señal y referencia (carrier).  
<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/basic-fundamentals-of-lock-in-amplifiers/>

En estas dos imágenes se muestra un ejemplo mediante FFT (Fast Fourier Transform) o Transformada Rápida de Fourier de una representación de una señal y una referencia, en la cual la señal es de menor frecuencia que la referencia mostradas en el dominio de la frecuencia. En la imagen de la derecha se ve el resultado del paso por el PSD o mixer; hay dos señales nuevas, una con la suma de las frecuencias de las anteriores y otra con la resta. Si la señal y referencia tienen la misma frecuencia, ocurrirá el caso del amplificador Lock-in y el resultado a la salida del mixer será “ $V_1$ ”.

A través de un filtro digital paso bajo, se eliminará la componente del doble de la frecuencia de las señales de entrada al Lock-in y de la saliente de la multiplicación (“ $2\omega t$ ”) y se conseguirá el valor de continua, que es la salida del Lock-in que servirá para radiolocalizar. Si ésta se acerca a valores muy bajos de señal, servirá como nulos de señal para la radiolocalización.

$$V_o = \frac{1}{2}V_{ref} V_{sig} \cos(\theta) \quad (5)$$

Si una aplicación deseada para el amplificador Lock-in es la de extraer una señal inmersa en ruido, se anula el desfase entre la referencia y la señal a recuperar y se fija  $V_{ref}$ , obteniendo como salida del Lock-in la señal buscada.



Si la señal de interés tuviera ruido superpuesto a una frecuencia alejada de la de referencia, éste se anularía al pasar por esta etapa, ya que por la unión de mixer y LPF (Low Pass Filter), las frecuencias de referencia y señal son restadas y si el ruido no pertenece a esa frecuencia, quedará alejado de la banda de bajas frecuencias y será eliminado por el paso bajo. Además, el PSD realiza la función de eliminación de toda señal que no esté en fase y enganchada en frecuencia con la referencia, por lo que a la salida del mismo se conseguirá una buena calidad de señal, siempre que se cuide que no haya desfase entre referencia y señal.

La frecuencia de corte del filtro paso bajo debe ser la menor posible, teniendo en cuenta que para frecuencias excesivamente bajas (menores a 10 Hz), las operaciones a realizar si se utilizan filtros FIR (Finite Impulse Response) son muy numerosas e imposibilitan el tratamiento de los datos en tiempo real. Para evitar esto, se puede diezmar las señales entrantes al filtro mediante filtros paso bajo y luego escoger una muestra de cada “n” o utilizar filtros IIR (Infinite Impulse Response) que necesitan de menos coeficientes. El filtro IIR no siempre es estable, ya que tiene polos y ceros y la fase no siempre es lineal. El filtro FIR siempre es de fase lineal y estable y tiene solo ceros. Si se utiliza un filtro FIR como LPF, los valores de entrada nulos pueden ser descartados a la vez que se divide a la mitad la frecuencia de muestreo de la señal a introducir, esto origina la misma salida del filtro que sin hacer los cambios anteriores. En consecuencia, habrá menos operaciones, una respuesta más aguda (se pierden muestras) y un menor retardo de grupo (retraso medio del filtro en el dominio de la frecuencia) que mejorará la funcionalidad del sistema.

Una forma de acelerar el proceso es eligiendo una frecuencia de muestreo del ADC que sea 4 veces exactamente superior a la de interés, así se obtienen señales de 4 muestras por periodo y vectores de valores de (1,0,-1,0) para un coseno sin desfase, de tal manera que las operaciones del PSD y LPF sean lo más rápidas posible.

Otro aspecto importante para no aumentar en exceso la frecuencia de muestreo del ADC es la capacidad que tendrá el DSP para recibir datos de la señal y simultáneamente realizar las operaciones del PSD y LPF. Con una alta tasa de llegadas de datos, el sistema puede no ser capaz de realizar en tiempo real y sin crear retrasos las operaciones anteriores y una solución sería almacenar los datos provenientes de las multiplicaciones del PSD y una vez recogidos, realizar las operaciones del LPF y re-sincronizarlos con las señales originales. Sin embargo, esto crea un ruido importante en señales de baja frecuencia y sincronizadas en el ADC, que es el caso de este proyecto.

El otro modelo posible de amplificador Lock-in de doble fase consiste en el siguiente diagrama de bloques:

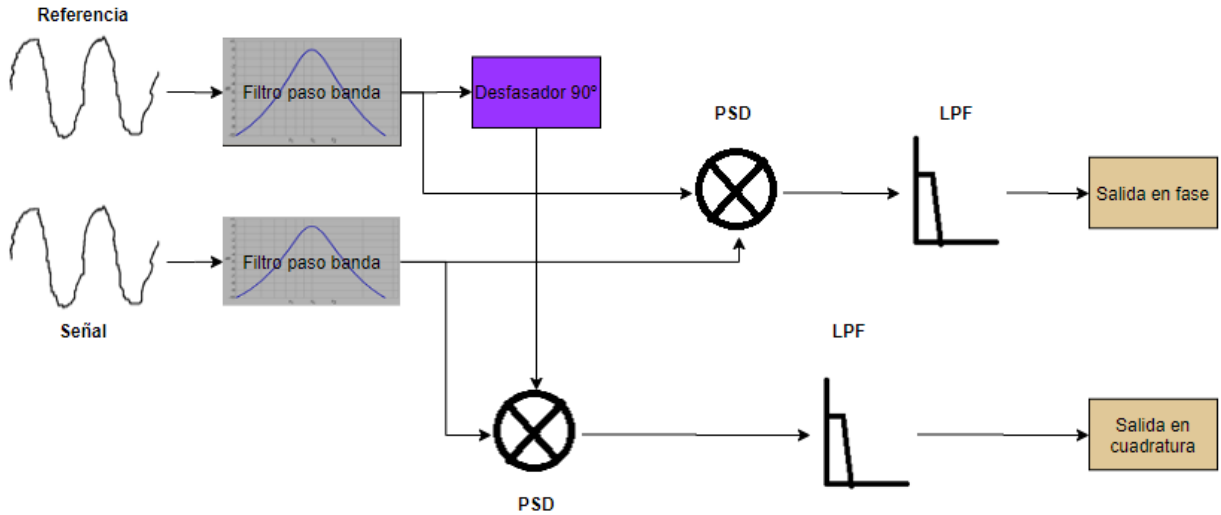


Figura 8: Modelo de doble fase del amplificador Lock-in.

A partir de una referencia a una frecuencia concreta (la misma que la señal de interés) se desfasa  $90^\circ$  y se realiza el proceso de multiplicación valor a valor y filtro paso bajo para la referencia inicial en fase con la señal de interés y para la referencia desfasada  $90^\circ$ ; obteniendo dos señales a la salida del Lock-in, la salida en fase con la señal de interés y la señal en cuadratura (desfasada  $90^\circ$ ) con la señal de interés. El módulo y la fase a la salida del amplificador Lock-in será:

$$V_{0Lockin} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} V_{ref} V_{sig} \cos(\theta)\right)^2 + \left(\frac{1}{2} V_{ref} V_{sig} \sin(\theta)\right)^2} = \frac{1}{2} V_{ref} V_{sig} = V_{ref_{rms}} V_{sig_{rms}} \quad (6)$$

$$\varphi_{0Lockin} = \arctan\left(\frac{\frac{1}{2} V_{ref} V_{sig} \sin(\theta)}{\frac{1}{2} V_{ref} V_{sig} \cos(\theta)}\right) \quad (7)$$

Por otro lado, es importante dedicar espacio al tema del ruido, ya que en cualquier circunstancia existirá ruido y es fundamental saber de qué depende (Anexo 10.4: Ruidos en sistemas electrónicos). En general, se recomienda trabajar con señales de como mínimo cientos de “KHz” o “MHz”, para reducir el ruido de más alto valor en un sistema electrónico que sigue una curva “ $1/f$ ” y a muy bajas frecuencias (menores a 1 Hz) tiene una amplitud de ruido muy importante.

Otro aspecto importante es la calidad de la referencia utilizada, si se usa como referencia una señal con poca exactitud en frecuencia y fase, el amplificador Lock-in no funcionará correctamente debido a que es sensible a la frecuencia y la fase de la referencia y la señal para poder eliminar el ruido. Por lo tanto, la referencia es un factor fundamental en el éxito del proceso y debe ser exacta y sin fluctuaciones de fase y frecuencia; si tiene ruido, se expresará en dB / Hz y dBc / Hz para distorsión de frecuencia y fase respectivamente.

Por último, añadir el concepto de reserva dinámica (dynamic reserve) que se refiere a la cantidad de ruido que soporta el Lock-in con respecto al máximo valor de tensión representable, sin mostrarlo en la salida como tensión “correcta”, suele medirse en dB (más información sobre esta magnitud muy importante en un amplificador Lock-in en Anexo 10.3: Lock-in y Reserva Dinámica).

### 3.2.- Front-End

Un Front-End analógico es una etapa que sirve para proteger un sistema ante tensiones entrantes y salientes de otra etapa del mismo. El Front-End envolverá a la primera parte del amplificador Lock-in, que consiste en la etapa analógica de selección de frecuencias mediante el filtrado paso banda y amplificación. El inicio del Front-End será a la entrada del filtro paso banda para controlar la tensión que entra por el pin de entrada del filtro y que no supere su máximo valor permitido de tensión que es  $V_{cc}+0.3V$  o  $-V_{cc}-0.3V$  (se fija la protección a  $\pm 0.7V$ , valor que nunca se alcanzará en la búsqueda de nulos de señal de “ $\mu V$ ” o “ $nV$ ”) y el fin ( $\pm 1.4V$ ), en la salida del mismo, para que a la entrada del ADC no llegue más de 3V alimentando el DSP a 3,3V.

El Front-End estará formado por  $\pm 0.7V$  a la entrada y  $\pm 1.4V$  a la salida de los filtros, derivado de colocar dos diodos en antiparalelo a la entrada y cuatro en la salida (dos a dos); aunque teniendo en cuenta que son diodos y su tensión en directa varía con la temperatura y con el uso, provocando alteraciones en dicha tensión. En el anexo 10.2 sobre esquemáticos se mostrará la etapa en cuestión.

Dentro del Front-End está la etapa de filtrado y amplificación de la señal entrante a través de la receptora, que consta de dos filtros paso banda MAX267B configurados, junto con la PWM proveniente del DSP, para recibir las señales emitidas a 874 Hz por el transmisor y amplificarlas (mediante el factor de calidad configurable “Q”), en este caso por 16. Se elige ese número porque presenta una buena relación amplificación / ancho de banda, como se explicará más adelante, reducir el ancho de banda al máximo reducirá el ruido notablemente, pero eliminando la mayor parte de las frecuencias alrededor de la central y por si la frecuencia experimental varía con respecto a la teórica en el campo real de aplicación, se elige permitir un cierto ancho de banda. Además, no se alcanzará a tener señales mayores de 200mVpp (milivoltios pico a pico) o 100mV de amplitud en esta aplicación que se trabaja con pequeñas señales, donde ya se recorta la señal de salida por

superar la tensión máxima permitida por la etapa, que es  $\pm 1.4V$  y que se explicará más adelante por qué ese valor:

$$V_{0BP} = V_{IBP} \cdot Q = 100mV \cdot 16 = 1.6V \quad (8)$$

$$F_0 = \frac{F_{clk}}{n} = \frac{173KHz}{197.92} = 874Hz \quad (9)$$

El valor “n” (Fórmula 9) fue elegido el máximo de los permitidos por el fabricante del filtro paso banda, para necesitar la menor frecuencia de PWM (con el fin de visualizarla correctamente en el osciloscopio), tal que la frecuencia central de amplificación  $F_0$  (Famplificada) = 874 Hz. No obstante, la PWM de 173 KHz insertada por los pines de reloj de los filtros paso banda, es internamente dividida a la mitad para configurar la frecuencia de conmutación de sus interruptores, así que el ciclo de servicio<sup>5</sup> de la PWM que entra por los pines del reloj no es decisivo porque el integrado lo colocará a 0.5 automáticamente; por lo que la frecuencia de conmutación de los interruptores será de 86,5 KHz. Además, la frecuencia central a amplificar es obtenida de la misma señal introducida por los pines de reloj y configurada mediante los pines F0-F4 que formarán el número “n”.

El filtro paso banda proporciona una ganancia a la señal filtrada, gracias al factor de calidad programable, tanto internamente con los pines Q0-Q6 en valores altos y bajos según la tensión de alimentación Vcc (valor lógico alto ‘1’ equivalente a Vcc+ y valor lógico bajo ‘0’ equivalente a Vcc-), como externamente con resistencias u operacionales (el integrado MAX267B posee dos pines para entrada inversora y salida de un amplificador operacional en etapa inversora, cuya salida podría ser usada para configurar una ganancia concreta. No se recomienda utilizar dicha etapa inversora para amplificar una señal de precisión para un amplificador Lock-in debido al ruido que se introduciría a la salida); según la relación amplificación / ancho de banda que se desee, se elegirá un factor de calidad u otro. La configuración de la frecuencia central a amplificar (Fórmula 9) es independiente de la ganancia a la que amplifica el filtro y se realizará a través de los pines F0-F4 con la misma filosofía que los anteriores.

El filtro activo paso banda MAX267B realiza la función de amplificar por 16 las señales entrantes a 874 Hz y eliminar el resto tanto más, cuanto más lejos se esté de esa banda de paso que será de unos  $\pm 10$  Hz variando menos de 0.1V la salida experimentalmente (estudiada mediante pruebas experimentales y anotaciones de cada desfase y ratio de amplificaciones, recogidas en una hoja de cálculo).

---

5 El ciclo de servicio o Duty Cycle es un número que representa el tiempo que se encuentra activada una señal con respecto a su periodo

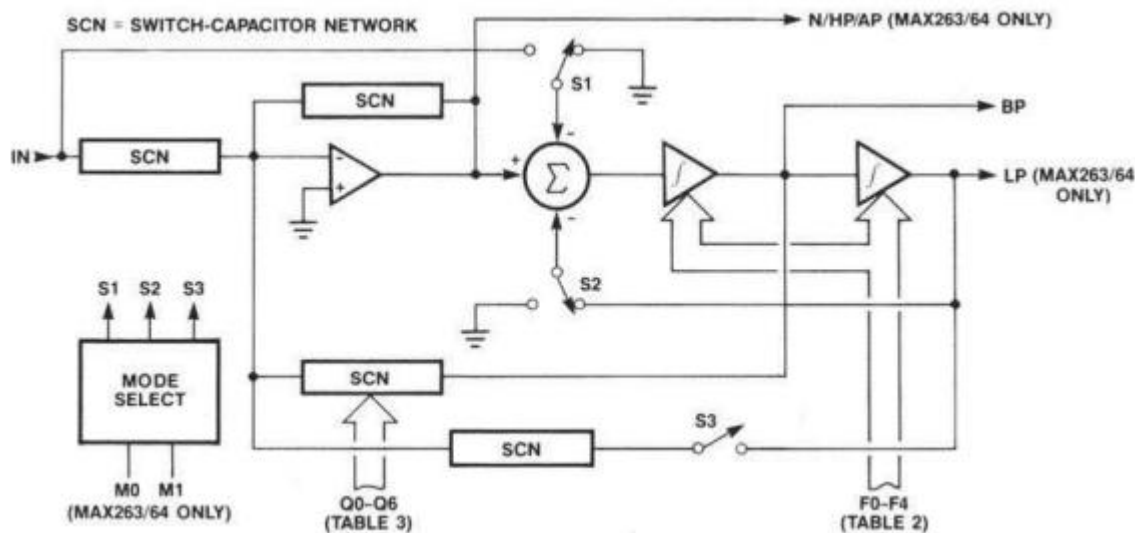


Figura 9: Diagrama de bloques de un filtro de segundo orden de la serie MAX26XY.  
<https://www.mouser.es/datasheet/2/256/MAX263-MAX268-349166.pdf>

Este diagrama de bloques muestra uno de los 2 filtros de segundo orden que tienen las series de filtros que se usan en este proyecto, donde “SCN” se refiere a los circuitos de condensadores conmutados explicados en el anterior capítulo del Lock-in (página 14). Se puede apreciar las salidas hacia cada filtro (Notch “N”, High Pass “HP”, ...) a través de operaciones encapsuladas en funciones “f”, que no son más que productos, sumas y restas de capacidades debido a las conmutaciones de los interruptores. También se visualiza la configuración de las “Q” y “F” y los modos de selección de filtros, pero como el MAX267B que se utiliza en este proyecto es únicamente para filtros paso banda, sólo existe el modo 1 de configuración.

A continuación, se explican los resultados obtenidos:

Los filtros diseñados son Butterworth<sup>6</sup> de segundo orden paso banda (para más información de filtros comparados y posibles alternativas, Anexo 10.5: Tipos de filtros electrónicos), uno para la referencia y otro idéntico para la señal, que generarán una amplificación por 16 a la señal (24dB) y con un desfase de -180° a la frecuencia central de amplificación (874 Hz teóricamente):

$$Q_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(Q) = 20 \cdot \log_{10}(16) = 24dB \quad (10)$$

Mediante pruebas con el osciloscopio, se obtiene que la frecuencia a la que se produce la mayor amplificación con el correspondiente desfase de -180° es 877 Hz, aunque las variaciones de amplificación son del orden de unidades de milivoltios. Además, se constata que a señales de entrada al filtro mayores que 187mVpp (milivoltios pico a pico) y a 874 Hz, se recorta la señal a la

<sup>6</sup> Filtro con banda de paso y rechazo planas, pero con ancha banda de transición

salida a los  $\pm 1.4$  voltios con un desfase de  $592\mu s$  entre entrada y salida, equivalente a  $-186^\circ$  ( $\alpha = \alpha_{in} - \alpha_{out} = 0 - \alpha_{out}$ ).

$$\alpha_{out} (^\circ) = \alpha_{out} (rad) \cdot \frac{180}{\pi} = 2\pi F \cdot t_{desfase} \cdot \frac{180}{\pi} = 2\pi 874 \cdot 592\mu s \cdot \frac{180}{\pi} = 186^\circ \quad (11)$$

Es importante señalar que trabajando con señales tan pequeñas, el osciloscopio tiene ciertas dificultades de lectura y medición de la tensión y varía en función de la escala de tensión utilizada, así que se recomienda usar la mínima escala de tensión posible que represente en el display del osciloscopio toda la señal.

La banda de paso teórica del filtro paso banda será:

$$\Delta F = \frac{F}{Q} = \frac{874Hz}{16} = 55Hz \quad (12)$$

55Hz de ancho de banda en torno a la frecuencia central 874 Hz.

El MAX267B es un integrado que solo permite ser usado como filtro paso banda, tiene dos entradas y dos salidas con dos filtros paso banda de segundo orden en cada una de las entradas / salidas y con dos relojes distintos, una entrada de reloj “CLKa” para el filtro “A” y otra para el “B”; la configuración del factor de calidad “Q” y la frecuencia central “F<sub>0</sub>” son iguales para ambos filtros. Ambas entradas pueden ser usadas para filtrar una señal con filtros paso banda de segundo orden cada una, se pueden utilizar los filtros en cascada, es decir, la salida del filtro “A” se inserta en la entrada del filtro “B” para generar un filtro paso banda de cuarto orden o realizar dual tracking (utilizar las dos entradas de los filtros para filtrar la misma señal y mejorar la precisión), tanto con un solo integrado como con varios para aumentar el orden del filtro.

Para este proyecto, se deben utilizar dos filtros paso banda MAX267B idénticos con la misma configuración, ya que se manejarán distintas señales que aún con la misma frecuencia, deben mantener la fase y ser filtradas y amplificadas simultáneamente. Aún si fueran iguales las señales, se producirían retrasos e imposibilitaría el funcionamiento del Lock-in y del proyecto (una opción alternativa sería utilizar dual tracking para controlar el comportamiento de la señal a las salidas de los filtros, pero este aspecto no es necesario en esta aplicación que tan solo se necesita amplificar y seleccionar la frecuencia de la emisora con la mínima distorsión posible).

En resumen, el Front-End realizará el recorte de la señal entre los límites de  $\pm 0.7V$  a la entrada de los filtros paso banda que se encuentran dentro de su protección y  $\pm 1.4V$  a la salida de los mismos para, junto con los 1.5V de la etapa de acondicionamiento posterior, poder introducir tensión positiva en el ADC para todo el rango de señales de entrada al Front-End desde las antenas

receptoras. Se eligieron diodos 1N4007 para realizar la limitación de tensión en ambos puntos de la etapa (entrada y salida), con esto se obtiene la primera protección tanto a la entrada del filtro, como a su salida para el ADC.

Los filtros activos paso banda MAX267B serán alimentados a  $\pm 5$  voltios y su configuración se ha efectuado con  $F0-F4 = '1'$  para cumplir con la Fórmula 9 antes expuesta ( $"n" = 197.92$ ) y se ha realizado con  $Q0-Q1='0'$ ,  $Q2-Q6='1'$  para el factor de calidad  $Q=16$ .

Como a la frecuencia central se desfasa la señal  $-180^\circ$ , la señal a 874 Hz será retardada medio periodo ( $\pi$  radianes) o lo que es lo mismo, estará en oposición de fase. Finalmente, a la salida del filtro paso banda, la señal tendrá una ganancia de -16 correspondiente a la amplificación por 16 y el retraso de medio periodo de la misma señal que llevará a una inversión de valores.

Función de transferencia, diagrama de Bode del filtro paso banda, representación de señales en el osciloscopio y demás características en el capítulo 6.1: Programación del filtro paso banda.





## 4.- Diseño estructural del sistema

### 4.1.- Diagrama de bloques

Primero habrá que sintonizar el emisor con el receptor (oscilador LC, tal que  $\omega=2\pi 874$ ), la señal que llegue al receptor sintonizado tendrá que ser amplificada (los filtros paso banda amplificarán por el factor de calidad “Q” a la frecuencia  $F_0$  y su ancho de banda, la señal de entrada) y estas señales serán llevadas a un DSP para la continuación digital de la segunda parte del amplificador Lock-in, dónde pasarán por un multiplicador y un filtro paso bajo y se obtendrá la señal de radiolocalización deseada para la búsqueda de nulos de señal. Además, se le agregará una fuente de alimentación autónoma, que mediante baterías desde 8 hasta 28 voltios, alimentará todo el sistema. A continuación, se muestra el diagrama de bloques del receptor:

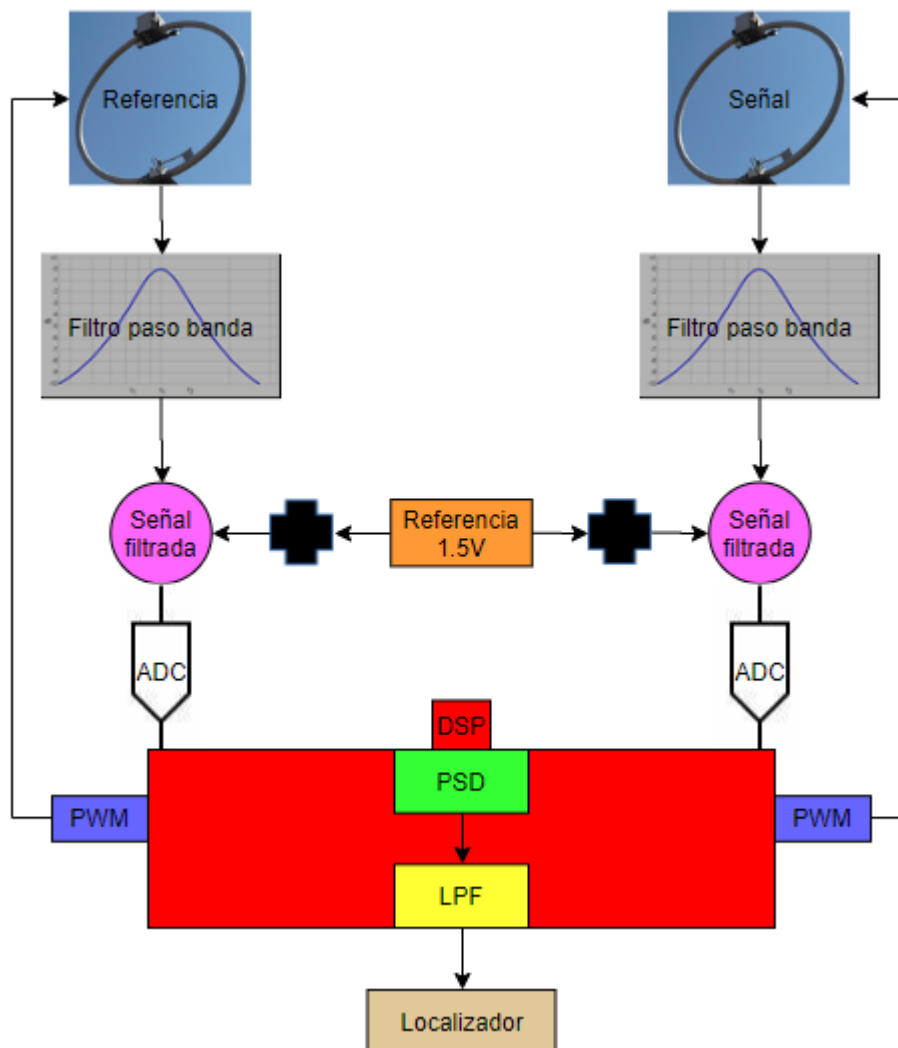


Figura 10: Diagrama de Bloques del receptor.

## 4.2.- Justificaciones de diseño

En esta parte, se citan tan solo las justificaciones básicas de cada módulo del sistema, ya que en los capítulos dedicados a cada uno, se analiza y argumenta con detalle cada decisión.

Como se ha explicado en el capítulo anterior, el modelo simple del amplificador Lock-in está compuesto por dos filtrados paso banda de selección de frecuencia, un PSD y un filtrado paso bajo.

Se ha diseñado el filtrado paso banda de manera analógica y los módulos del PSD y filtrado paso bajo, digitales. El por qué de utilizar filtros analógicos en vez de digitales es sencillo, una señal tan ruidosa como la que se espera y con tan baja calidad de señal, al entrar al ADC (con el ruido que genera) se perdería totalmente y sería imposible que el filtrado paso banda implementado digitalmente en el DSP funcionara. El resto de etapas se hicieron digitales para reducir el coste y favorecer la movilidad del equipo.

Para la aplicación que va a usarse, se decidió diseñar el modelo básico del amplificador Lock-in, puesto que no interesa calcular la fase, tan solo la tensión de la señal.

La referencia de 1.5V se coloca para asegurar que entre tensión positiva al ADC. Los valores de tensión no deberían aumentar de  $\pm 1.4V$  que es lo que permiten los diodos en antiparalelo del Front-End, pero debido a condiciones de temperatura y desgaste, la tensión en los diodos puede aumentar y se elige aumentar el rango en  $\pm 0.1V$ , ya que los filtros paso banda que se calientan bastante, aún no superando la corriente los 120mA en el circuito, están muy próximos a los diodos y se van a calentar también.

## 5.- Diseño Hardware

### 5.1.- Alimentación

Se ha diseñado una fuente de alimentación para el prototipo que consta de una salida para 5V, otra para 3.3V y otra para -5V, necesitando de dos pilas desde 8V hasta 28V (valores comerciales), ya que el regulador de 5V no debe superar los 30V de entrada, ni -35V para el regulador de -5V. Los 1,5V de tensión para la adaptación de señal a la entrada del ADC se sustentan de los 3.3V.

Los filtros paso banda serán alimentados a  $\pm 5V$  y el microcontrolador a 3.3V.

La etapa de alimentación comienza con una pila de 9V para las alimentaciones positivas (5V y 3.3V) y otra pila de 9V usada para alimentar los componentes que generarán la tensión negativa de -5V. Los reguladores L7805 y L7905 permitirán obtener a la salida de los mismos, una tensión constante de 5V y -5V respectivamente, siendo alimentados a 9V y -9V por las baterías (valores que oscilarán unos  $\pm 0.5V$  en función de la carga restante de la batería). Entre los terminales de entrada y salida de los reguladores y masa, se colocarán unos condensadores de filtrado para asegurar la entrega de una tensión constante (sin rizado) y el buen desempeño de la fuente de alimentación filtrando posibles picos de tensión. Los valores de capacidad utilizados para los condensadores son guiados por las recomendaciones de los fabricantes y son 100 $\mu F$  en entrada y salida para el regulador de 5V y 1 $\mu F$  no polarizado para el regulador de -5V en entrada y salida.

Una vez obtenidos los  $\pm 5V$  para alimentar el filtro y a partir de los 5V anteriores, se obtendrán los 3.3V para alimentar el microcontrolador y los amplificadores operaciones de las etapas sumadoras para adaptación de señal a la entrada del ADC y seguidora de tensión para la obtención de los 1,5V. A continuación de la fuente de 5V (regulador L7805 y condensador de filtrado), se añadirá el regulador L78L33 para la obtención de los 3.3V, acompañado en entrada y salida por unos condensadores con respecto a masa de una capacidad de 1 $\mu F$  no electrolíticos (valores cercanos a los sugeridos por el fabricante).

Por último, se añadirán los elementos de protección y control de la etapa de alimentación: primero se incorporará un fusible rearmable, inmediatamente después de la pila, para proteger en caso de cortocircuito o sobrecorriente y luego un diodo LED para comprobar los 5V de la etapa de alimentación y poder así verificar fallos.

Acompañando al diodo LED, se colocó una resistencia en serie diseñada para un consumo de corriente de 1 mA como máximo, al ser LED amarillo su tensión en directa es 2.1V y la resistencia:

$$I_{max} = 1mA = \frac{5V - 2.1V}{R_{LED}}; R_{LED} = \frac{2.9V}{1mA} \sim 3.3K\Omega \quad (13)$$

Como alternativa al diseño realizado con los reguladores lineales de tensión, se sugiere utilizar fuentes conmutadas CC-CC o una etapa sumadora no inversora con amplificador operacional que saque 3.3V de salida, seguida de un regulador de baja caída o LDO. Con estas dos opciones, se disminuye la disipación de potencia. Las fuentes conmutadas proporcionan pérdidas ideales nulas, pero creando ruido electrónico y de radiofrecuencia por los elevados cambios de las corrientes en los elementos de conmutación, así que no son recomendables para este proyecto, ya que pueden crear interferencias adicionales y dificultar el trabajo de filtrado. Al final, se escogió el uso de los reguladores lineales de tensión por su fiabilidad para alimentar sistemas.

Otra alternativa sería el uso de una única pila de 9V en lugar de dos, para esto se sugiere utilizar una etapa inversora de AO con ganancia unidad o aproximada (en paralelo antes del primer condensador para el L7805 y después del fusible) para obtener la tensión negativa que entrará al regulador L7905. Pero esta técnica presenta un gran inconveniente, se necesitará alimentar al amplificador operacional a más tensión (al menos 1V más) que la tensión de salida por el mismo, es decir, sería necesario el uso de una batería auxiliar de 12V para generar 9V; además, el AO no puede suministrar casi corriente (decena de miliamperios) a tan elevada tensión de salida, esto requeriría también de una etapa transistorizada para suministrar corriente ( $I_C = \beta \cdot I_B$ ) y de un seguidor de tensión con condensador para adaptación de impedancias y filtrado, respectivamente, que permita servir como fuente de alimentación funcional. Otro inconveniente de usar una pila únicamente es que se descargará antes, ya que ella sola alimenta a todo el sistema, por lo que tendrá menor autonomía. Por todo lo dicho, se eligió la opción más sencilla de utilizar otra pila para la tensión negativa.

## 5.2.- Acondicionamiento de señal

El bloque de acondicionamiento de señal para la entrada al ADC se encuentra tras el Front-End y la fuente de alimentación, ya que requiere tener accesibles las señales de la antena receptora filtradas y amplificadas y la tensión de 3.3V para alimentar los amplificadores operacionales que se utilizarán. La primera parte consiste en la generación de una referencia de 1.5V, etapa compuesta por un divisor de tensión (formado por una resistencia y un potenciómetro) que a partir de los 3.3V, generará 1.5V, un condensador de filtrado y un seguidor de tensión.

En segundo lugar, el bloque siguiente al descrito estará formado por las etapas sumadoras no inversoras, una para la referencia y otra para la señal. A estas etapas sumadoras les entrará por una entrada la referencia o la señal variable y por la otra, los 1.5V para compensar los  $\pm 1.4V$  a la salida de los filtros y que a la entrada del ADC haya tensión positiva (más adelante por software se eliminará esta adición de 1.5V mediante una relación lineal).

Desde el condensador de filtrado de 3.3V, se añadirá un divisor de tensión que consistirá en una resistencia de  $6.8K\Omega$  y un potenciómetro de 10K para regular la tensión en su salida a 1.5V con un consumo mínimo de corriente. Después, se filtrará la tensión con un condensador de 1  $\mu F$  no

polarizado. Por último, se llevará la tensión de 1.5V con un seguidor de tensión a cada una de las entradas no inversoras de las etapas sumadoras (son sumadoras no inversoras), asegurando la buena adaptación de impedancias, ya que el amplificador operacional tiene en sus entradas una impedancia muy alta ( $M\Omega$ ) y en su salida, una muy baja (decena de ohmios). Además, se llevará la señal filtrada y amplificada desde los filtros paso banda a cada una de las mismas entradas no inversoras. Entre la tensión de 1.5V y la entrada no inversora y entre la señal filtrada y la entrada no inversora, se añadirán resistencias de  $10K\Omega$  para el correcto funcionamiento de la etapa. La entrada inversora será llevada a masa con otra resistencia de  $10K\Omega$ . Y realimentando negativamente a la salida del AO, se obtendrá la adición de 1.5V de continua a la señal de interés. Añadir que todas las masas del prototipo están unidas a la del microcontrolador y referidas a ella. Para visualizar las etapas anteriormente explicadas, Anexo 10.2: Esquemáticos del prototipo.



## 6.- Diseño Software

### 6.1.- Programación del filtro paso banda

A continuación, se añade la función de transferencia del filtro paso banda de segundo orden:

$$G(s) = K \frac{s(2\pi f_0/Q)}{s^2 + s(2\pi f_0/Q) + (2\pi f_0)^2} = 16 \frac{s(2\pi 874/16)}{s^2 + s(2\pi 874/16) + (2\pi 874)^2} \quad (14)$$

$$= 16 \frac{343,22s}{s^2 + 343.22s + 3 \cdot 10^7}$$

$K = Q = 16$ .

$f_0 / Q = \text{BW}$  (ancho de banda, caída de -3 dB desde  $f_0$ ).

Caída de -180° en fase a  $f_0$ .

Se adjunta la simulación en Matlab que comprueba la respuesta en frecuencia del filtro:

G =

5492 s

-----

s^2 + 343.2 s + 3e07

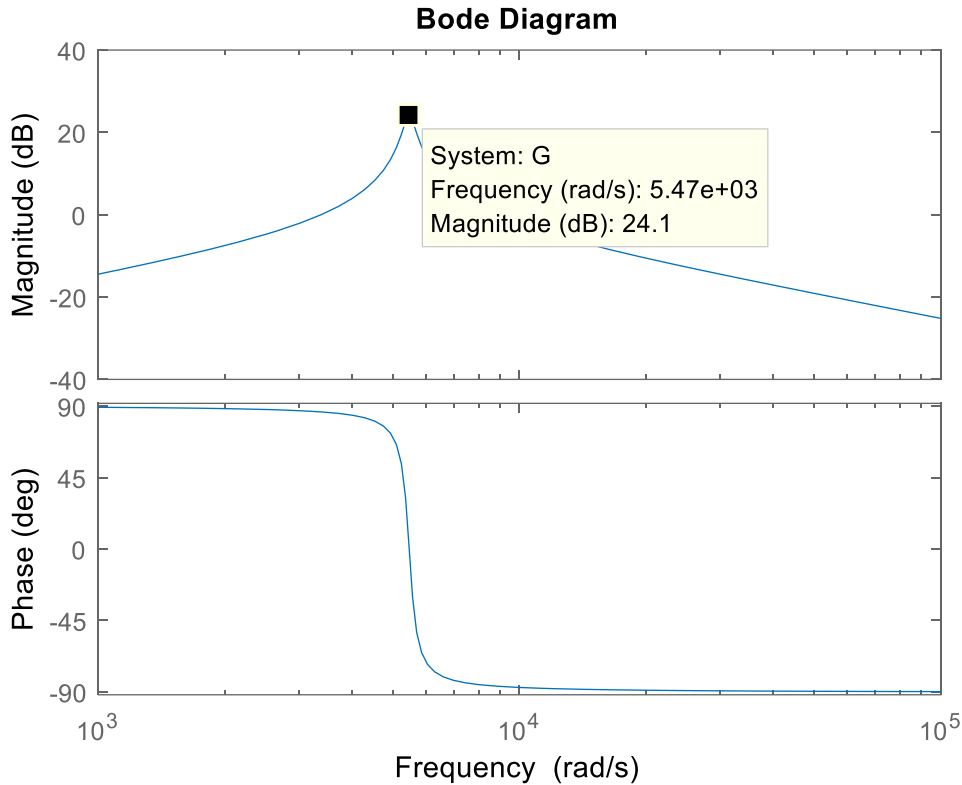


Figura 11: Diagrama de Bode del filtro paso banda.

$$F_0(Hz) = \frac{F_0(rad/s)}{2\pi} = \frac{5477}{2\pi} = 872Hz \quad (15)$$

Las frecuencias de corte  $F_L$  y  $F_H$  respectivamente son 842 y 901 Hz, correspondientes con caídas de -3dB cada una con lo que el ancho de banda es  $901-842 = 59$  Hz.

El filtro comienza con la contribución de un cero con +20 dB/dec o +6 dB/oct y termina con dos polos complejos conjugados (formando el filtro paso banda con pico de resonancia) que restados al cero, concluye con una caída de -20 dB/dec o -6 dB/oct a altas frecuencias. En las proximidades del pico de resonancia, se encuentran subidas y caídas de  $\pm 40$  dB/dec o  $\pm 12$  dB/oct a la izquierda y derecha del pico desde las cuales nace.

El coeficiente de amortiguamiento “ $\xi$ ” es:

$$Q = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \Rightarrow \xi \approx \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \cdot 16} = 0.03 \quad (16)$$



La constante de tiempo es:

$$\tau = \frac{1}{\xi \cdot \omega_n} = \frac{1}{0.03 \cdot \sqrt{3} \cdot 10^7} \approx 6ms \quad (17)$$

El filtro será diseñado con un reloj a 173 KHz suministrado por la PWM. A continuación se muestra dicha PWM sobre la pantalla del osciloscopio:

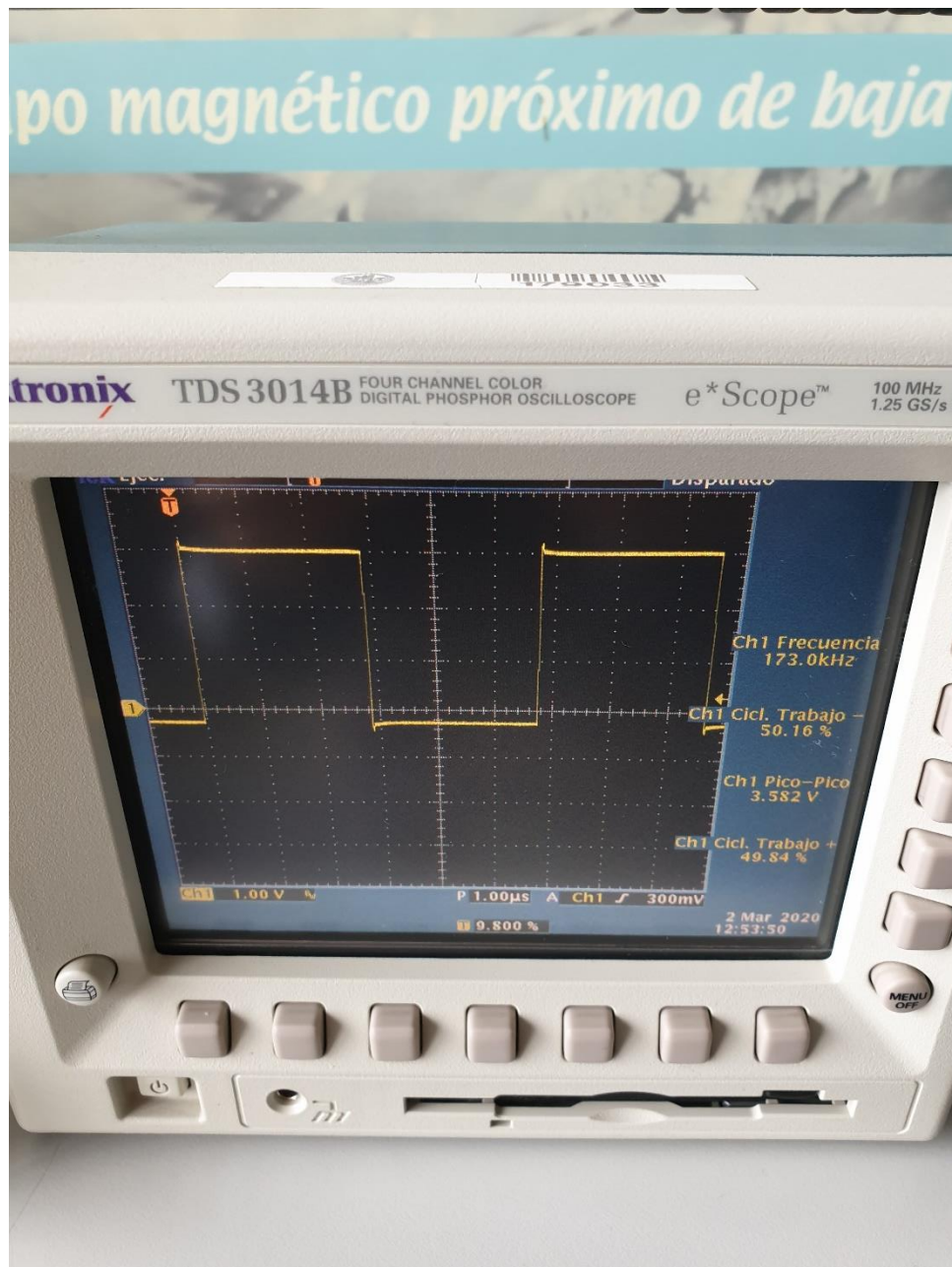


Figura 12: Señal PWM para el reloj de los filtros paso banda.

La PWM tiene un ciclo de servicio de 0.5 y una tensión en alto de 3.5 voltios aproximadamente.

En resumen, la señal proveniente de la antena receptora entrará a su respectivo filtro paso banda y saldrá filtrada y amplificada. La siguiente imagen muestra la relación que existe, vista en el osciloscopio, de la señal entrante al filtro paso banda y la saliente:

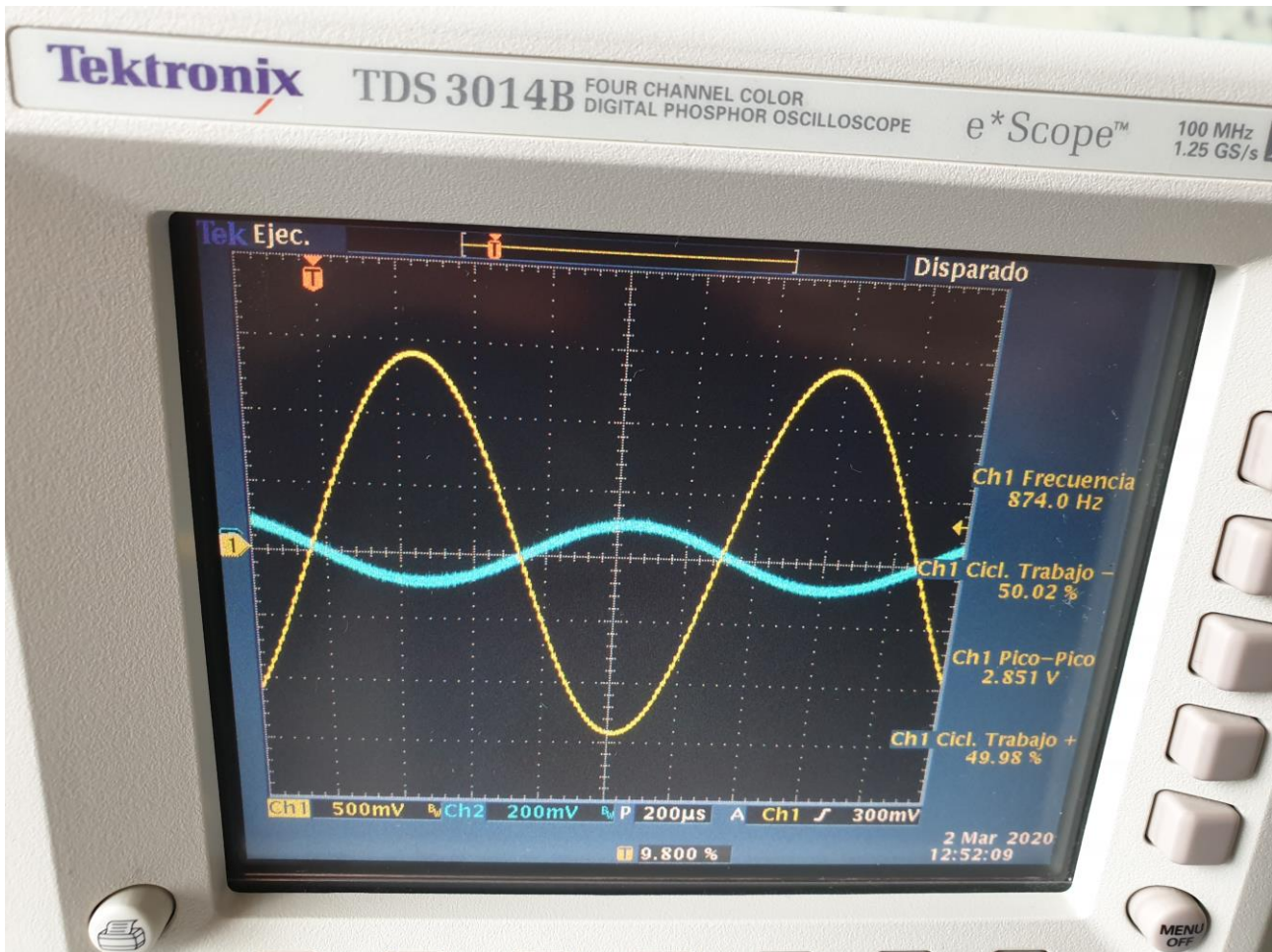


Figura 13: Entrada (azul) / Salida (amarillo) del filtro paso banda MAX267B.

La señal en azul por el canal 2 del osciloscopio es la entrada al filtro paso banda y al Front-End, la cual tiene un valor de tensión de pico a pico de unos 180mV. La señal en amarillo, correspondiente al canal 1 del osciloscopio, es la salida del filtro paso banda y Front-End, la cual está amplificada por -16:

$$V_{oBP} = 90mV_{amplitud} \cdot 16 = 1.44V \quad (18)$$

El Front-End no permite tensiones de pico de salida mayores a 1.4V en valor absoluto, así que como se aprecia en la imagen, dicha tensión es recortada a 1.4V de pico y a 2.8V de pico a pico.

También se aprecia el desfase de unos  $180^\circ$  entre entrada y salida del filtro, correspondiente con ese pico de resonancia de muy bajo coeficiente de amortiguamiento ( $\xi=0.03$ ) a la frecuencia de resonancia, que dado el muy bajo valor del coeficiente de amortiguamiento, es igual a la frecuencia natural de la señal y a la frecuencia central de amplificación que ronda los 874 Hz:

$$\xi \sim 0 \Rightarrow w_R = w_N = w_o = 2\pi F_0 = 2\pi \cdot 874\text{Hz} = 1748\pi \text{ rad/s} \quad (19)$$

## 6.2.- Programación del Lock-in

En el capítulo 3.1 dedicado al Lock-in, se ha explicado qué es, para que sirve, tipos de modelo e implementación y cómo funciona. Ahora se va a detallar los pasos que se han seguido para la parte de implementación digital, formada por el PSD y el filtro paso bajo.

Se comienza con origen en la señal digitalizada y ya convertida al rango real de tensión de salida del filtro paso banda entre -1.4V y +1.4V, se procede a multiplicar muestra a muestra cada valor almacenado en el buffer de señal y referencia y se almacena en otro buffer para su posible estudio. Se aprovecha que los buffers de referencia y señal son de tamaño 256 para que el buffer que contenga los valores resultantes de cada multiplicación también lo sea, usando el mismo índice.

Aplicando a la señal de salida del multiplicador un paso bajo, se consigue la tensión característica de salida del Lock-in que permitirá radiolocalizar mediante la búsqueda de nulos. Finalmente, el filtro paso bajo óptimo para una frecuencia de corte de 50 Hz (suficiente para eliminar el término de “ $2\omega t$ ” y quedarse con el valor de continua) es de tercer orden, con una salida en régimen permanente sin oscilación y tiempo de respuesta del orden de decenas de milisegundos. Los filtros de cuarto orden y superior no eran necesarios porque repercute en un mayor número de operaciones y la salida del filtro de tercer orden ya es, idealmente en simulación, sin error en régimen permanente, el cual llega con un tiempo de respuesta suficiente para esta aplicación y para la que un humano tendrá que mirar por un display un número y no cambiar excesivamente rápido la dirección del receptor dándole 2 o 3 segundos para asegurar la medida. El filtro de segundo orden generaba una salida del Lock-in con un error oscilante en torno al valor teórico (Fórmula 5) y por eso se decidió por el de tercer orden. Se podrían haber implementado otro tipo de filtros como Chebyshev 2 para una banda de transición más estrecha y una frecuencia de corte más pequeña, sin extender el tiempo de respuesta (como ocurre con los Butterworth que son más lentos); pero se optó por el Butterworth, por la banda de rechazo plana que evita el ruido de alta frecuencia en la señal de salida (más información sobre tipos de filtros y las características principales de cada uno en Anexo 10.5).

A continuación, se procede a implementar el filtro paso bajo según un filtro IIR Butterworth de orden 3 y frecuencia de corte 50 Hz en ecuación en diferencias:

Filtro IIR:

$$Y_n = \frac{1}{A_0} (B_0 X_n + B_1 X_{n-1} + \dots + B_Z X_{n-Z} - A_1 Y_{n-1} - \dots - A_P Y_{n-P}) \quad (20)$$

$$Y_n = \frac{1}{A_0} \left( \sum_{i=0}^Z B_i X_{n-i} - \sum_{j=1}^P A_j Y_{n-j} \right) \quad (21)$$

$$H(z) = \frac{(\sum_{i=0}^Z B_i z^{-i})}{(\sum_{j=0}^P A_j z^{-j})} \quad (22)$$

Un filtro IIR es un tipo de filtro recurrente, donde la salida depende de las entradas actual y pasadas y de las salidas anteriores. “A” es el vector de coeficientes del denominador del filtro (en función de transferencia) que multiplica a las salidas ( $A_0 = 1$ , normalmente) y “B” es el vector de coeficientes del numerador del filtro que multiplica a las entradas. “Z” representa el número de ceros del filtro y “P”, el número de polos; el orden del filtro será el máximo de ambos valores. “X” son las entradas e “Y” las salidas.

El resultado será una salida, idealmente sin oscilación con respecto al valor correcto “V<sub>o</sub>” (Fórmula 5), comprobado mediante simulación en Matlab. Al final, se eligió un filtro IIR de tercer orden por su salida sin distorsión y que converge en régimen permanente en menos de 50 milisegundos. Ahora se muestra un ejemplo de simulación para justificar las decisiones tomadas. El tiempo de respuesta para este filtro será:

$$t_{respuesta} = \frac{n_{respuesta}}{F_s} = \frac{500 \text{muestras}}{16000 \frac{\text{muestras}}{\text{segundo}}} = 31.25 \text{ms} \quad (23)$$

A continuación, se muestra un ejemplo de simulación con amplitudes de señal y referencia iguales a 0.8 y con un desfase entre ambas de  $\pi/3$ . La salida del Lock-in esperada será:

$$V_0 = \frac{1}{2} \cdot 0.8 \cdot 0.8 \cdot \cos(\pi/3) = 0.16V \quad (24)$$

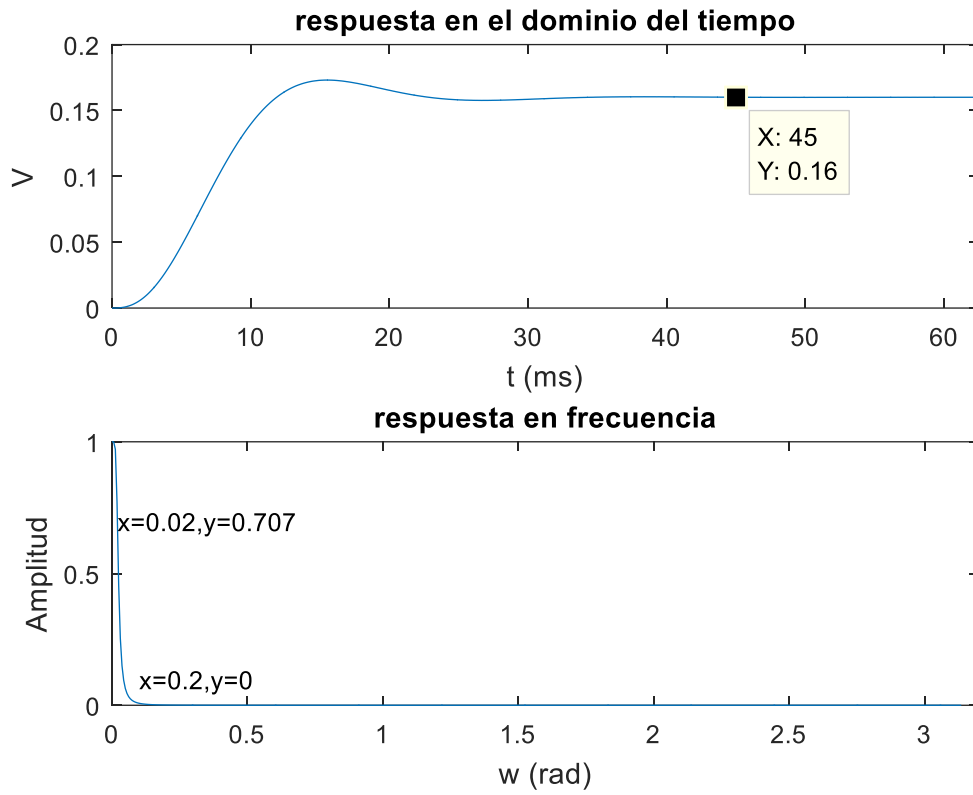


Figura 14: Respuesta en el dominio del tiempo y en frecuencia del filtro paso bajo.

Se observa en la simulación en Matlab que se alcanza la salida estable de 0,16 en aproximadamente 45 milisegundos, lo que equivale a:

$$n_{V_{0\infty}} = 45 \text{ ms} \cdot \frac{1 \text{ s}}{1000 \text{ ms}} \cdot 16000 \frac{\text{muestras}}{\text{s}} = 720 \text{ muestras} \quad (25)$$

Por otra parte, la respuesta en frecuencia muestra un filtro paso bajo que no permite pasar frecuencias superiores a 500 Hz aproximadamente y con una frecuencia de corte de 50 Hz:

$$F_{eliminadas} = \frac{0.2}{\pi} \cdot \frac{F_s}{2} \approx 510 \text{ Hz} \quad (26)$$

$$F_{corte} = \frac{0.02}{\pi} \cdot \frac{F_s}{2} \approx 51 \text{ Hz} \quad (27)$$

La frecuencia de corte se coloca lo más pequeña posible para eliminar todas las frecuencias que se pueda, ya que lo que interesa es el valor de continua a la salida del filtro paso bajo.

En la respuesta en frecuencia, se representan valores desde 0 hasta  $\pi$ , siendo  $\pi$  la mitad de la frecuencia de muestreo (8 KHz), los números de 0.02 y 0.2 corresponden con los radianes aproximados en los cuales se da una caída de  $1/\sqrt{2}$  en amplitudes (0.02 radianes) y a partir de dónde se anulan las frecuencias (0.2 radianes). Estos números se pueden apreciar en la simulación anterior de la respuesta en frecuencia.

Después de diseñar y verificar el filtro, se programa la ecuación en diferencias para que sus valores almacenados, también en un buffer de tamaño 256, sea según un buffer circular. De esta manera, los valores siguen una especie de circunferencia, en la cual el índice siguiente del buffer es precedido por el anterior, aunque sea el último índice del buffer.

Al implementar un filtro de orden 3, existen 3 índices del buffer que se estarán moviendo constantemente alrededor de la circunferencia, eliminando el último de los índices y avanzando uno más cada vez que se calcula un nuevo valor (ver figura siguiente).

Esta imagen representa la idea de buffer circular:

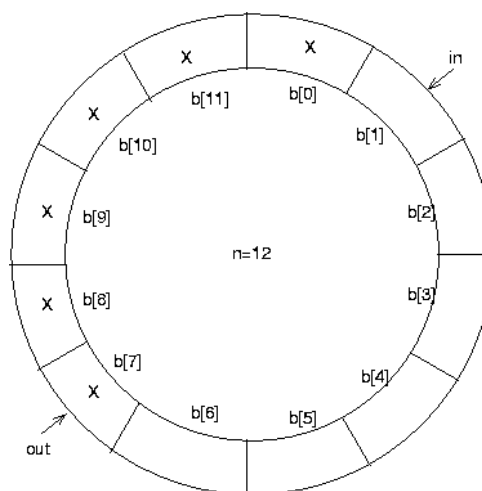


Figura 15: Buffer circular.

<http://www.cs.fsu.edu/~baker/realtime/restricted/graphics/circularbuffer.gif>

Se implementó dos filtros paso bajo IIR en ecuación en diferencias, uno de segundo orden y frecuencia de corte 40 Hz y otro de tercer orden y frecuencia de corte de 50 Hz:

```

V1[i] = sig_buffer[i] * ref_buffer[i] ;

if(i==0)
    V2[0] = 0.000061006*V1[0]+0.00012201*V1[255]+0.000061006*V1[254]+1.9778*V2[255]-0.978*V2[254];
if(i==1)
    V2[1] = 0.000061006*V1[1]+0.00012201*V1[0]+0.000061006*V1[255]+1.9778*V2[0]-0.978*V2[255];

if(i > 1)
    V2[i] = 0.000061006*V1[i]+0.00012201*V1[i-1]+0.000061006*V1[i-2]+1.9778*V2[i-1]-0.978*V2[i-2];

//////////////////////////////////// V2, 40Hz fc          V3, 50Hz fc
if(i==0)
    V3[0] = B[0]*V1[0]+B[1]*V1[255]+B[2]*V1[254]+B[3]*V1[253]-A[1]*V3[255]-A[2]*V3[254]-A[3]*V3[253];
if(i==1)
    V3[1] = B[0]*V1[1]+B[1]*V1[0]+B[2]*V1[255]+B[3]*V1[254]-A[1]*V3[0]-A[2]*V3[255]-A[3]*V3[254];
if(i==2)
    V3[2] = B[0]*V1[2]+B[1]*V1[1]+B[2]*V1[0]+B[3]*V1[255]-A[1]*V3[1]-A[2]*V3[0]-A[3]*V3[255];

if(i > 2)
    V3[i] = B[0]*V1[i]+B[1]*V1[i-1]+B[2]*V1[i-2]+B[3]*V1[i-3]-A[1]*V3[i-1]-A[2]*V3[i-2]-A[3]*V3[i-3];

```

Figura 16: Implementación filtro IIR paso bajo mediante ecuación en diferencias.

V1 es la salida del multiplicador, V2 es la salida del filtro de segundo orden y V3 es la salida del filtro de tercer orden. Ambos filtros se almacenan en buffers circulares que describen una circunferencia tal que el último valor del mismo (255) se convierte en el anterior del primero (0) y así sucesivamente. Al final se utiliza para radiolocalizar el de tercer orden por su menor rizado.

A continuación se muestra una imagen de la salida del amplificador Lock-in:

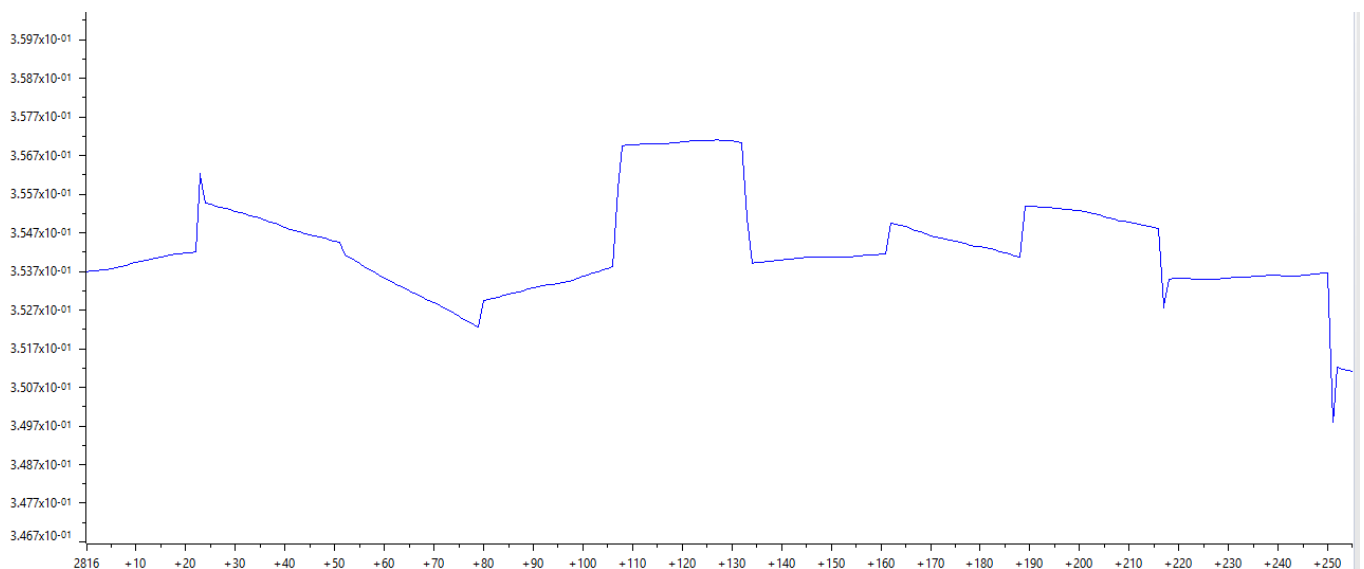


Figura 17: Salida del amplificador Lock-in (localizador) a través de la gráfica generada en CCS, abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).



Se ven oscilaciones en la señal debido a que los valores representados son muy próximos entre sí y siempre va a existir ruido (en placa de prototipos sobre todo) que desfase mínimamente la señal, introduzca ruido el ADC o el mismo filtro paso bajo.

## 6.3.- Software auxiliar

En este apartado se va a explicar el trabajo realizado con el DSP (exceptuando las etapas digitales del amplificador Lock-in) y el software necesario para el funcionamiento adecuado del receptor de radiolocalización, sabiendo que se realiza todo ello con Code Composer Studio.

El proyecto de CCS usado para este Trabajo Fin de Grado es reutilizado, en parte, del ya existente de la asignatura “Sistemas de Tiempo Real”, importando del mismo todas las declaraciones de variables internas y los ficheros fuente y cabecera que iban a servir para este proyecto: el fichero de inicialización y la estructura del fichero de PWM y del reloj. La estructura y configuración interna del ADC es reutilizada de un proyecto de mi director José Luis Villaroel Salcedo que me prestó.

Empezando como cronológicamente se hizo, se eligió la EPWM2A (GPIO2 como salida de PWM) como la PWM que serviría para reloj de los filtros paso banda y se configuró para una frecuencia de 173 KHz mediante el registro de módulo o periodo y los CLKDIV y HSPCLKDIV a 0, esto hará que los 100MHz (200 MHz de reloj del microcontrolador divididos entre 2 al inicializarlo) de reloj del microcontrolador se dividan por 1 y no se reduzcan más. Se configurarán las acciones para que la PWM suba a su valor alto cuando el contador de periodo esté en 0 y que se reduzca a su valor bajo cuando el contador se encuentre a la mitad del periodo. Se adjunta una imagen con la configuración descrita:

```
// Setup TBCLK
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0 ;           // Up-count mode
EPwm2Regs.TBPRD = 0x0241 ;                  // Periodo
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;              // Disable phase
EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000;        // Phase is 0
EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;                  // Clear counter
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0 ;         // Divide by 1
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0 ;           // Divide by 1

// Setup shadow register load on ZERO
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = 0 ;        // Shadow mode,
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = 0 ;        // Shadow mode,
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = 0 ;        // Load on compare
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = 0 ;        // Load on compare

// Set Compare values
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm2Regs.TBPRD/2 ; // Set compare value

// Set actions
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 2 ;              // High
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0 ;            // Nothing
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = 1 ;             // Low
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0 ;             // Do nothing
```

Figura 18: Configuración del EPWM2A para el MAX267B.



La primera etapa de Front-End necesita una base de tiempos para que los filtros paso banda puedan realizar su función, dicha necesidad será cubierta por la EPWM2 generada desde el DSP:

$$F_{PWM} = \frac{\frac{F_{clk}}{2}}{RegMod} = \frac{\frac{200MHz}{2}}{0x0241} = \frac{100MHz}{577} = 173KHz \quad (28)$$

RegMod = Registro de módulo de la PWM que fija hasta donde sigue sumando el contador.

Para realizar la PWM con duty cycle (ciclo de servicio) = 0.5, se realiza la subida al valor alto de la PWM cuando el registro de módulo vale 0 y se cambia el valor bajo (0) cuando llegamos a la mitad del valor de módulo (288) mediante una función para comparar el registro de módulo con un valor cualquiera, para este caso 288.

Continuando con la conversión analógico-digital, se realizará la lectura de las señales entrantes por el módulo ADCA (hay cuatro módulos de ADC accesibles ADCA, ADCB, ADCC y ADCD) y concretamente por las entradas AA0 (señal) y AB0 (referencia), almacenando los valores en variables enteras de 16 bits sin signo, tanto para la referencia como para la señal de interés que son la digitalización de los valores de tensión a las entradas del ADC. Estas muestras se guardarán en buffers de 256 posiciones para su posterior tratado y estudio (posible representación, por ejemplo), de manera que se verifique el correcto funcionamiento y configuración del ADC y su total correspondencia con las señales entrantes por el ADC desde el Hardware. Dicho ADCA funcionará a una frecuencia de muestreo de 16KHz, en Single Mode (valor referenciado a GND) y a 12 bits de resolución (máximo permitido en Single Mode); mediante la configuración de la EPWM3 que habilitará la interrupción necesaria en cada lectura del ADC.

A través de la función de inicialización del ADC “InitADC” se le pasa la frecuencia de muestreo que será de 16 KHz y el puntero de la función “ADCcode” que llevará el código del ADC y las señales ya digitalizadas en valores Uint16 (unsigned int 16). Esta función será ejecutada en el main una vez antes del bucle infinito. El ADC se ejecutará con su interrupción y escribirá los valores de los ADCARESLT y ADCBRESLUT en las variables referencia y señal simultáneamente que se pasan como atributos a la función “ADCcode”.

Para lograr tener esos valores de tensión accesibles en los buffers, se implementará una relación lineal para conseguir un rango de valores desde -1.5V hasta 1.5V; puesto que se había añadido anteriormente por Hardware una adición de 1.5Vdc a la señal para conseguir un rango positivo de tensión a la entrada del ADC y que ahora ya no interesa y hay que suprimir, porque esa tensión no pertenece a la señal deseada que es la de salida de los filtros paso banda. Los valores convertidos se almacenarán en variables “double” y en buffers de 256 posiciones, ya que serán

valores de tensión con signo y con decimales y se necesitará de variables en coma flotante para su guardado.

Se realizó la conversión desde 12 bits a -1.5V y 1.5V mediante una relación lineal:

```
ys= (3.0 * signal / 4095.0) - 1.5;  
yr= (3.0 * reference / 4095.0) - 1.5;
```

Figura 19: Conversión desde valor digital de 12 bits a valor analógico.

En azul sale marcado que se podría optimizar la operación mediante la habilitación del TMU (Trigonometric Math Unit) Hardware para la división en coma flotante. Esto aceleraría el proceso, pero se perdería exactitud en la medida, así que como en este proyecto es muy importante la medida exacta de los valores de las señales para controlar su amplitud, frecuencia y fase, se opta por usar el modo estricto en el modo de coma flotante:

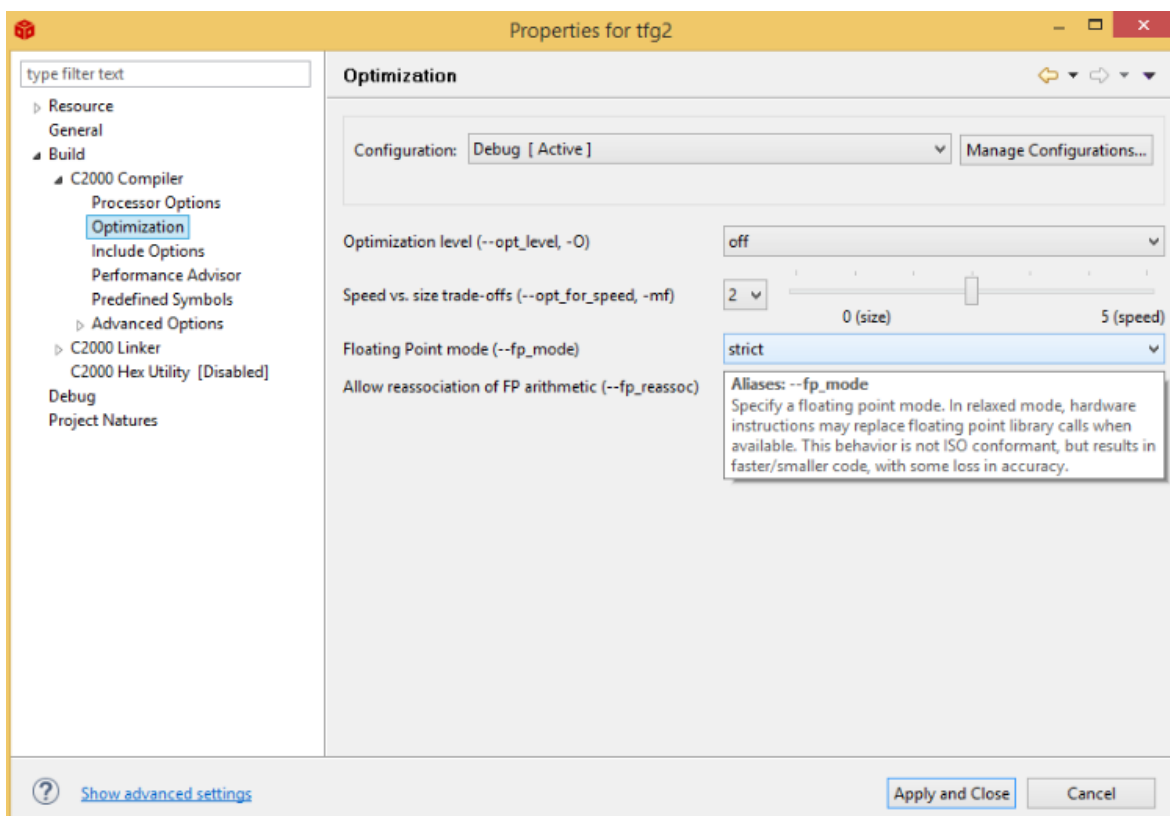


Figura 20: FP (Floating Point) use mode.

Entonces, ya se podrá visualizar las señales salientes de ambos filtros con un rango aproximado de  $\pm 1.4\text{V}$ , proporcionado por los cuatro diodos en antiparalelo (dos a dos) y continuar con la implementación digital de las etapas restantes del amplificador Lock-in.

La siguiente imagen muestra la referencia digitalizada:

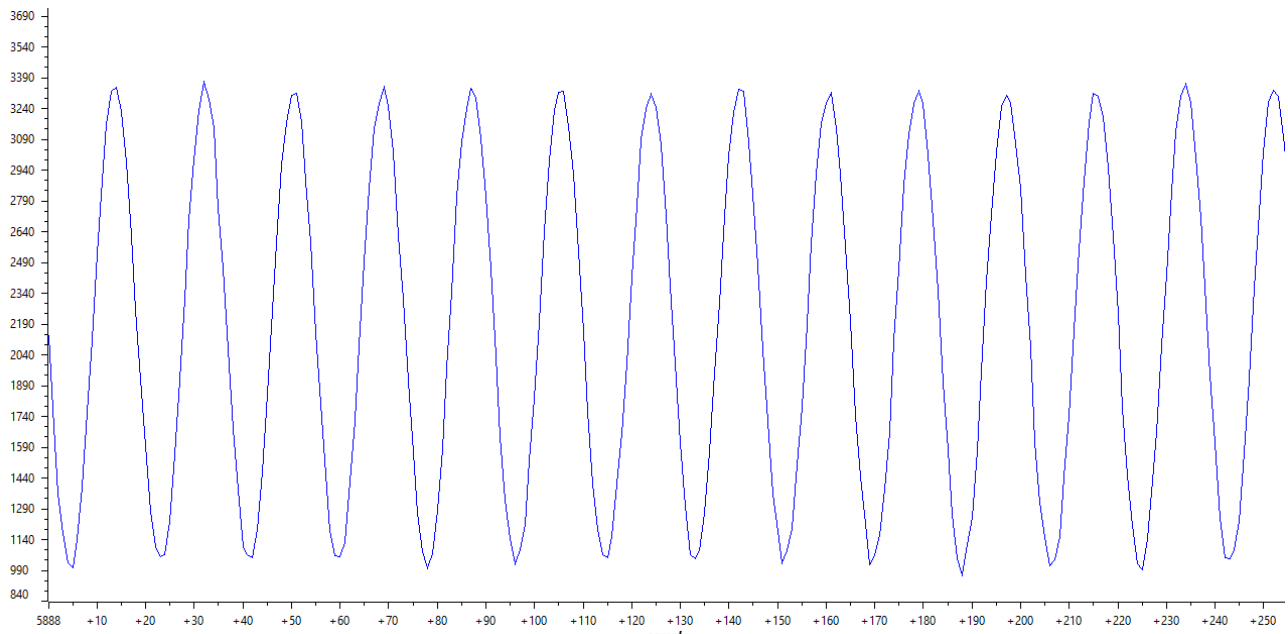


Figura 21: Referencia digitalizada por el ADC y gráfica generada en CCS, abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “niveles” o números.

A partir de estos valores digitales, se procede a convertirlos en valores de tensión entre  $-1.5\text{V}$  y  $+1.5\text{V}$ , tal como estaban antes de entrar al ADC, mediante una relación lineal. A continuación, se muestra la referencia en sus valores de tensión analógicos:

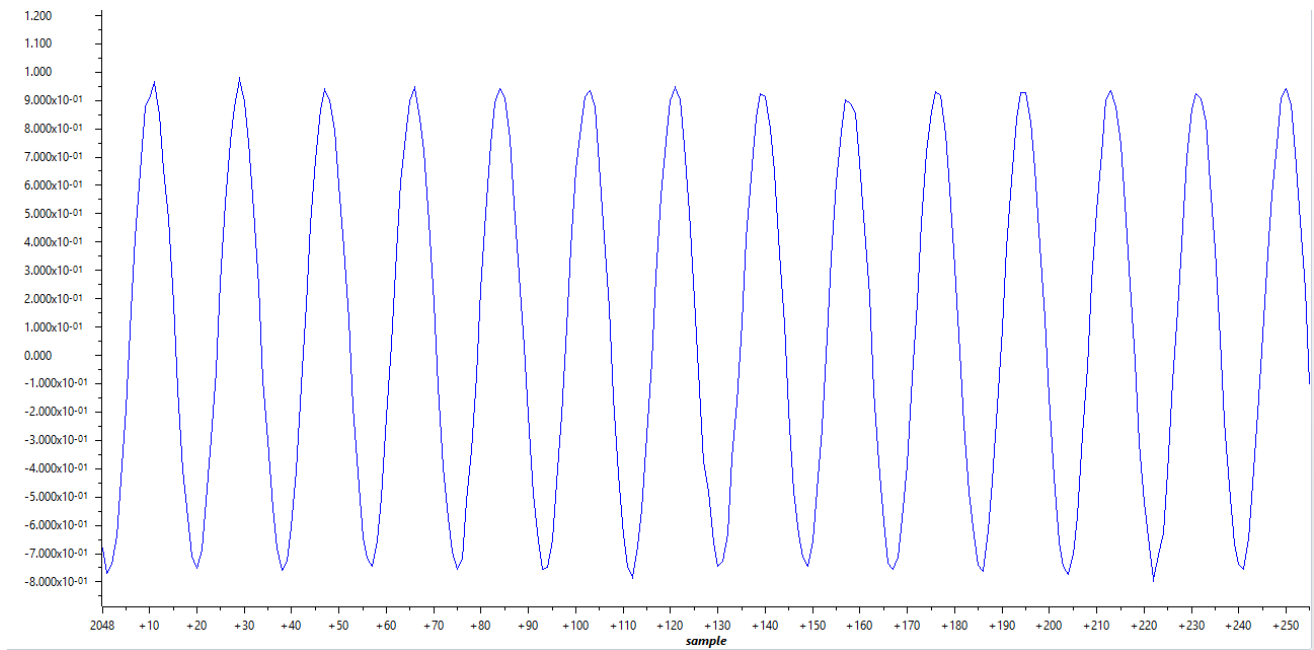


Figura 22: Referencia convertida a valores analógicos originales en gráfica generada en CCS, abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

La frecuencia de muestreo “Fs” del ADC fue elegida a 16 KHz (4 veces el ratio de Nyquist) para una digitalización óptima que permita coger suficientes muestras de la señal de interés sin realizar demasiado oversampling<sup>7</sup> para no amplificar el ruido incorrelado generado en la digitalización del ADC y así tener la señal muestreada lo más parecida posible a la señal analógica original.

Para entender qué es el oversampling y cómo afecta a la señal muestreada, se empieza con el teorema de Nyquist que afirma que muestrear a una frecuencia de un mínimo de 2 veces la frecuencia de la señal a muestrear, obtendrá una reconstrucción idealmente exacta a la original. Conforme se aumenta el ratio de Nyquist, la reconstrucción será más sencilla para el filtro y evitará que se produzca aliasing<sup>8</sup>: si se tiene una señal a 874 Hz y se muestrea a una frecuencia de 4000 muestras por segundo, cualquier frecuencia muestreada a 2 KHz o más, provocará aliasing y generará la componente alias a la frecuencia espejo. Por ejemplo, con un ruido de 3 KHz:

$$F_{alias} = F_s - F_{ruido} = 4000 - 3000 = 1KHz \quad (29)$$

A 1 KHz se obtendrá una componente errónea de la señal original.

<sup>7</sup> Muestrear a una frecuencia muy superior a la dada por el teorema de Nyquist

<sup>8</sup> Distorsión de una señal al ser muestreada

En resumen, si se muestrea a una frecuencia concreta, el máximo valor que puede filtrar es dicha frecuencia entre dos, esta frecuencia será la frecuencia de corte del filtro y frecuencias más altas que ésta, generarán aliasing. Muestreando una señal al ratio de Nyquist, la banda de transición de dicho filtro será 0, ya que la frecuencia de corte será igual a la máxima frecuencia que porte la señal. Esto concluye que no todos los sistemas pueden ser tan rápidos para realizar tal operación, aumentando el ratio de Nyquist será más sencillo para el sistema realizar el muestreado. Sin embargo, el ruido incorrelado (aleatorio) será amplificado por  $\sqrt{N}$ , siendo “N” las veces que superas el ratio de Nyquist (2), aunque, en general, la potencia del ruido en la señal disminuirá al aumentar N, puesto que aumentas el número de muestras de la señal original y la potencia de las muestras correladas (tienen relación unas con otras) es mayor que las incorreladas. Es decir, realizar oversampling también mejorará el SNR (Signal to Noise Ratio).



## 7.- Prototipo y Validación experimental

### 7.1.- Prototipo

El prototipo de receptor de radiolocalización subterránea por inducción magnética ha sido montado en 2 placas de prototipos, una para el Front-End y la segunda, donde se montó la etapa de alimentación para el prototipo y la etapa de acondicionamiento de señal para el ADC, junto con las etapas sumadoras no inversoras, una para cada salida de los filtros paso banda.

Primero, se estudió por separado el filtro paso banda en una placa de prototipado rápido, conociendo y comprobando su manejo a la vez que diseñando la configuración de filtro óptima para este proyecto. Inicialmente, se utilizó como reloj del filtro paso banda una TTL (Transistor-Transistor Logic) suministrada por el generador de señales, pero a partir de los 110 KHz la señal cuadrada sufre un plegado en los cambios de valor bajo a alto y viceversa, deformando la TTL e imposibilitando usarla como base de tiempos.

Para comprobar que esta primera etapa funcionara, se estimuló a una bobina de cable con el generador de señales creando una señal a 874 Hz y de pequeña amplitud (100 mVpp) y recibiendo la señal desde una bobina receptora conectada a las entradas de los filtros paso banda. Si la bobina emisora se encuentra con su eje alineado con el eje de la bobina receptora, la tensión inducida será máxima, ya que el producto escalar adquirirá su máximo valor (Anexo 10.9: Teoría Electromagnetismo); en cambio, si el eje de la receptora está describiendo una dirección perpendicular al de la emisora y el campo magnético de la emisora no es suficiente para que alguna línea atraviese al campo de la receptora, la tensión inducida de la emisora en la receptora será 0, ya que las líneas de flujo magnético no atravesarán el campo magnético de la bobina receptora. Entonces, colocando las bobinas alineadas y ligeramente separadas (4 ó 5 cm), se conseguía la amplificación por 16 del filtro paso banda correcta a su salida, según una tensión inducida dada a su entrada; y a medida que se rotaba la bobina receptora sobre su plano vertical y dejaban de estar alineados los ejes de las bobinas, la tensión inducida en la receptora era menor y por consiguiente también en la salida del filtro, hasta que ambas eran nulas si los ejes se colocaban perpendiculares. Finalmente, si los ejes de la emisora y receptora alineados se acercaban a menos de 2 cm o se tocaban, se acoplaba la tensión inducida de la emisora en la receptora y se generaba una tensión adicional en serie del orden de la misma de la excitación de la emisora, tanto a la entrada del filtro como a su salida amplificada.

Después, se diseñó el esquema general de circuito del prototipo de receptor que conseguiría permitir la digitalización, por parte del ADC, de las señales salientes de los filtros para ser introducidas finalmente al DSP y continuar con la implementación digital del Lock-in.

Luego, se pasó a probar los componentes que forman la etapa de acondicionamiento con la referencia de 1.5V y las etapas sumadoras; y por último la fuente de alimentación (reguladores). Con todo esto, se consigue verificar su funcionamiento antes de la soldadura.

Se inició el montaje utilizando un software llamado Blackboard (aplicación que te permite colocar los componentes en una placa de prototipos de agujeros y diseñar el ruteado de pistas para así realizar el mejor diseño posible antes de empezar a soldar). La siguiente imagen muestra el diseño realizado del Front-End en Blackboard:

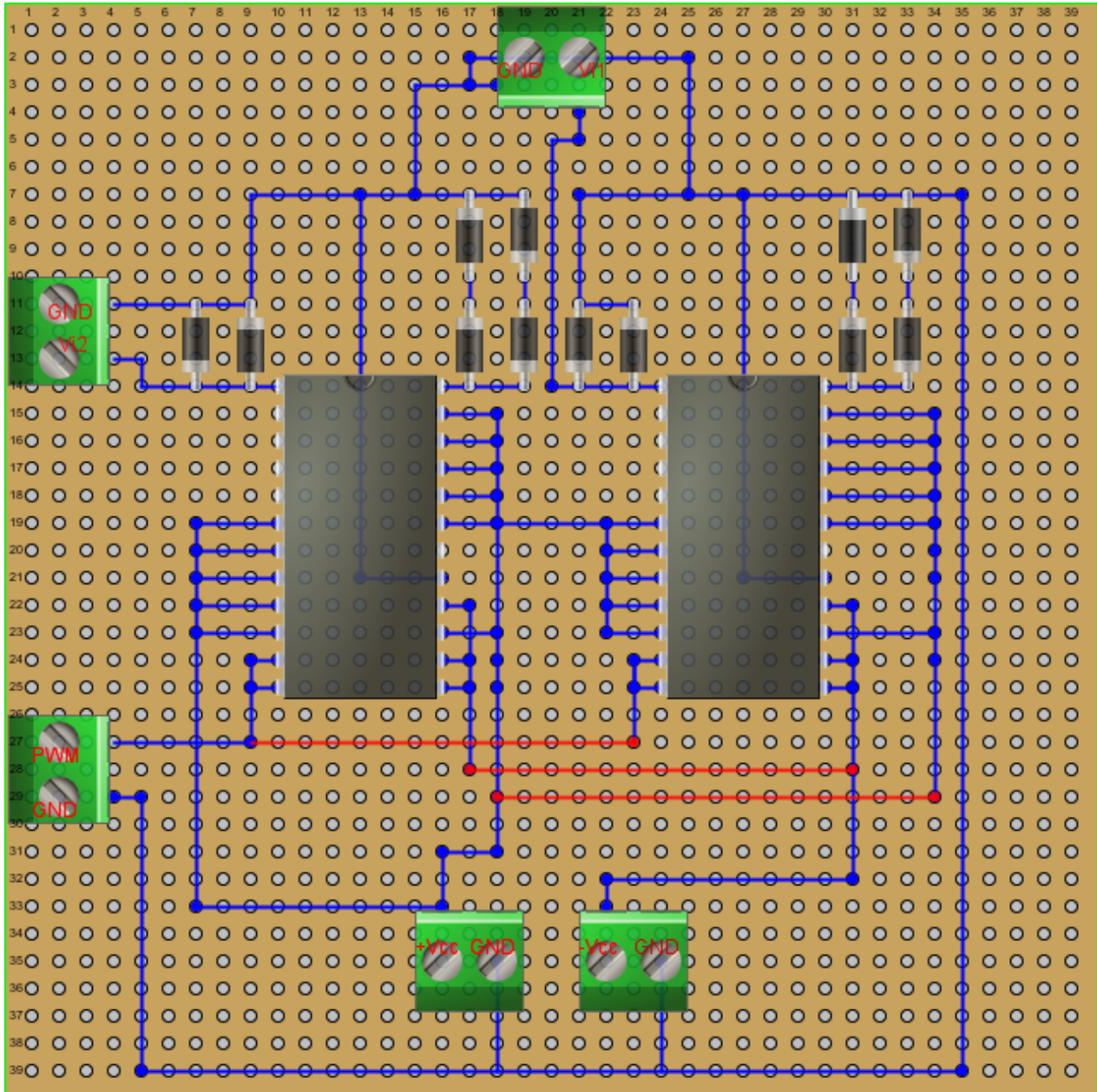


Figura 23: Diseño del Front-End y etapa de acondicionamiento y filtrado de señal (etapa de filtrado paso banda y amplificación del amplificador Lock-in) en Blackboard.

Se empezó por diseñar el placement óptimo para una menor cantidad de estaño y reducción de la longitud de las pistas, a la vez que las entradas y salidas de la placa fueran accesibles desde los



extremos de la misma para montar los conectores. Y a continuación, se llevaron las pistas por la placa, de manera que la masa esté presente en toda ella y cercana a las señales con tensión.

Una vez se decidió el montaje, se comenzó por montar la primera placa relativa al Front-End y los 2 filtros paso banda MAX267B con las ideas realizadas en Blackboard, pero a medida que se suelda, se observan errores que antes no se apreciaron, así que se corrigen en tiempo de soldadura y de esta forma, se consigue el resultado óptimo. Esto ocurrió durante todo el montaje hasta conseguir la mejor versión del prototipo.

Después, y sabiendo cómo se iban a configurar los filtros paso banda, se montaron sobre soportes de 24 pines, para no dañar las patillas de los filtros y se soldaron en la placa de prototipos. A continuación, se soldaron los diodos 1N4007 en antiparalelo para el Front-End, dos diodos en antiparalelo para cada entrada de los filtros y cuatro diodos en antiparalelo en cada salida (dos a dos). Luego, se soldaron las pistas de la PWM y las alimentaciones de  $\pm 5V$  y masa, llevándolas a los extremos donde estarán los conectores correspondientes. La pista de masa rodea a toda la placa para eliminar ruido y así es accesible desde cualquier punto de la placa; además, todos los conectores que trasladan señales de una placa a otra o al DSP, llevan dos conexiones, siendo la segunda siempre la masa, que irá unida en todo el prototipo y estará referida a la masa del microcontrolador. Para acabar con la primera placa, se unieron los pines que iban a una alimentación, a otra o a la PWM, quedando unidas todas las conexiones, a excepción de introducir las alimentaciones a los conectores de  $\pm 5V$  a partir de la segunda placa. Algunos pines del filtro paso banda quedarán al aire, ya que no se utilizan en esta aplicación y son la entrada invertida al amplificador operacional, su salida y el pin para utilizar el oscilador como reloj del propio filtro. En la siguiente imagen, se muestra las pistas de estaño de la primera placa montada:

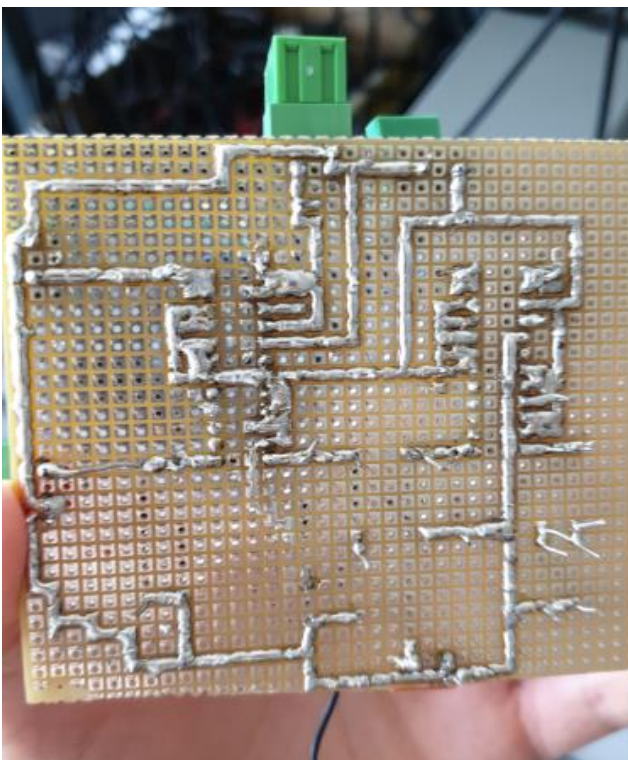


Figura 24: Soldadura del Front-End.

En la segunda placa, se comenzó por diseñar la fuente de alimentación (placement y routing) y después, la etapa de acondicionamiento con las etapas sumadoras no inversoras y los 1.5V de continua; por último, colocar los componentes que las forman, haciendo un esquema en papel de cómo quedaría la placa.

Una vez decidido, se empieza por montar los componentes de la fuente de alimentación, comenzando con la idea de que el regulador de 5V sea variable (por una resistencia), usando el módulo de potencia “PTH08080WAH”; este regulador tenía unas patillas incompatibles con la placa de prototipado rápido, por lo que hubo que hacer agujeros en la placa de prototipos para insertarlo y probarlo. Después de probar y comparar con la gama de reguladores “L78xx”, se llega a la conclusión de que para esta aplicación que se requiere una salida de  $\pm 5V$ , sin elevado suministro de corriente (entorno a 100mA, el módulo de potencia suministra hasta 2.25A, mientras que el DIP L7805 suministra hasta 1.5A), que la tensión de salida no va a ser variada (el módulo de potencia puede generar en su salida desde 0.9V hasta 5.5V) y el precio (40 céntimos comprando 1 unidad del L7805 y 7.62 dólares del módulo de potencia); se opta por elegir el regulador lineal de tensión de salida fija “DIP L7805”, que es suficiente para alimentar este sistema, además de ser la opción más fiable para servir como alimentación de sistemas, ya que prácticamente están diseñados para esta tarea.

Se monta la fuente de alimentación y la etapa de acondicionamiento de señal a la vez que sus conectores en los extremos de la placa, usando el mínimo espacio requerido y cortando el resto con una sierra (al igual que se hizo con la primera placa). Uniando cada cable de los conectores a su lugar correspondiente, se obtiene el prototipo final y funcional.

Para que el prototipo fuera funcional fuera del laboratorio, se utilizarían dos pilas de 9V, interruptores aéreos para cortar el suministro de corriente de las pilas y se grabaría en memoria Flash el código necesario, para una vez introducido desde el PC, se mantenga al expulsar el DSP del PC y alimentarlo con los 3.3V de la fuente de alimentación.

A continuación, se adjunta una imagen del prototipo:

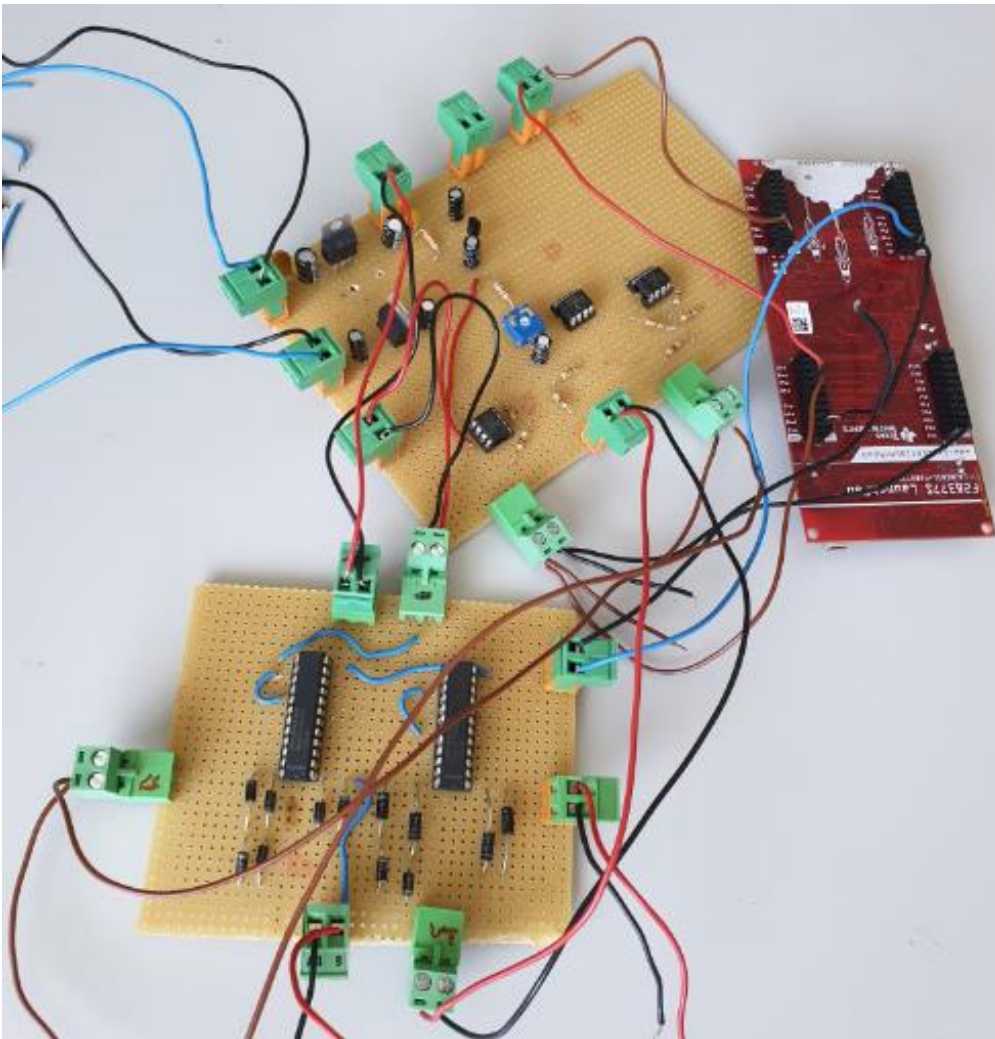


Figura 25: Prototipo.

## 7.2.- Diseño de los tests de ensayo

Una vez construido el prototipo, se diseñan las pruebas que ha de superar para demostrar que sirve como receptor de radiolocalización. Las pruebas están basadas en si las señales entrantes por los filtros son filtradas adecuadamente, si el amplificador Lock-in es capaz de extraer su tensión continua característica y si es sensible a cambios de amplitud y fase de las señales entrantes, manteniendo su correcto funcionamiento.

### 7.3.- Tests de laboratorio

En el laboratorio se diseñan 3 pruebas que demostrarán si su funcionamiento es adecuado y si lo será en su entorno real de aplicación:

1. Validar el funcionamiento: se usará el generador de señales y un potenciómetro como entradas a la etapa de filtrado inicial (como si fueran las señales provenientes de las antenas receptoras), de manera que el generador de señales fijará la referencia y con el potenciómetro se variará la señal. Con esto se comprobará la tensión de salida del amplificador Lock-in al reducir la amplitud de la señal variable.
2. Caracterización del amplificador Lock-in: se añadirá a la etapa anterior una inductancia en serie con la señal del generador de señales, para así realizar un desfase entre la referencia y la señal y comprobar su comportamiento.
3. Conexión de las bobinas receptoras: repetir el procedimiento de los dos primeros tests utilizando las bobinas como antenas receptoras que se introducirán al sistema, una como referencia y la otra se irá moviendo y será la señal variable.

Las bobinas que se utilizarán como antenas receptoras serán dos bobinados de cable de 40 vueltas sobre dos ferritas (una para cada receptora); ambas bobinas deben ser iguales, ya que si hay más inductancia en una que en otra, las tensiones inducidas variarán en amplitud y fase y la salida del Lock-in no será ya la señal buscada.

Se utilizará como antena emisora un bucle circular de gran sección y potente generación de campo magnético, pero si fuera necesario, se calculó el condensador necesario para crear un oscilador LC o circuito resonante para la sintonización a la frecuencia de emisión de 874 Hz, sabiendo que la inductancia de los bobinados que se hicieron de ferrita fueron medidos, dando un valor de 60μH y 76μH. Se cogió un valor aproximado de 65 μH y:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot 874Hz \cdot \sqrt{65 \cdot 10^{-6} H}}^2 = 510 \mu F \quad (30)$$

Colocando en serie 2 condensadores de 1000 μF en paralelo a cada ferrita, se obtiene 500 μF en cada una, sintonizando así las receptoras.

Es importante comentar que durante el transcurso de la creación del prototipo, se realizaron numerosas pruebas en el laboratorio para verificar que se iba por el buen camino y todo iba funcionando antes de continuar con la siguiente etapa.

## 7.4- Resultados de los tests

En el test 1, la referencia y señal estarán en fase y a medida que disminuye la amplitud de señal con el potenciómetro, la salida del Lock-in irá disminuyendo. Un resultado de tensión negativa a la salida del Lock-in en este test supone que a la antena receptora le entran las líneas de campo inversamente a su dirección.

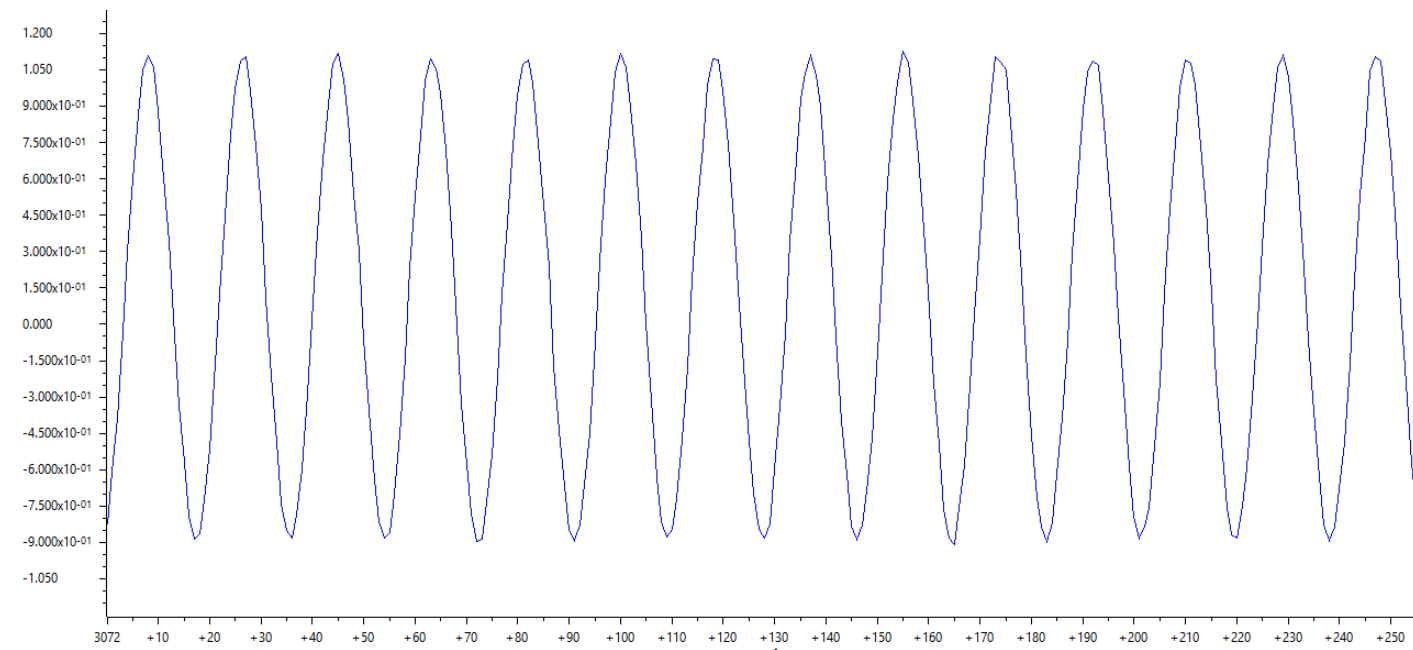


Figura 26: Señal de 1V de amplitud aproximadamente; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

$$|V_0| = \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot 1 = 0.5V \quad (31)$$

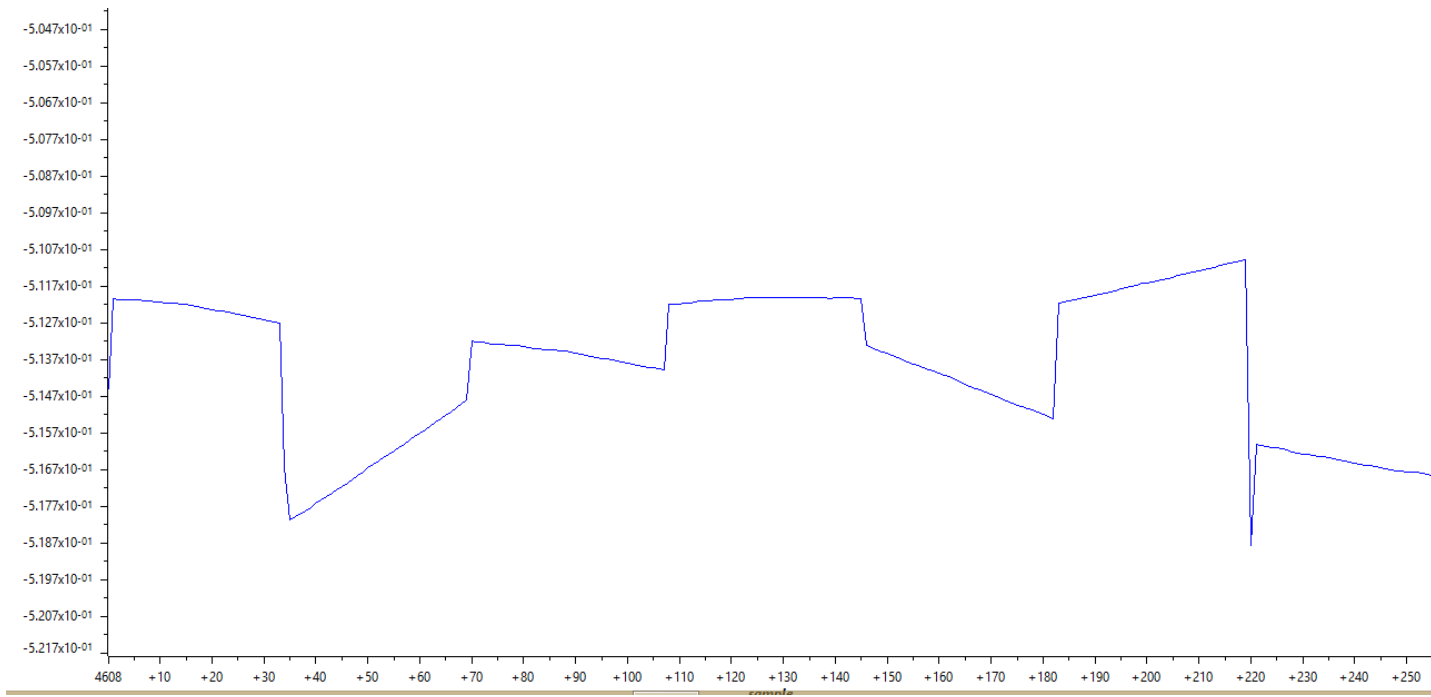


Figura 27: Salida del Lock-in con referencia y señal de 1V de amplitud aproximadamente y sin desfase; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

En el test 2, se desfasa la señal con una inductancia y esto conlleva a una disminución de la tensión de salida del Lock-in. Se desfasa la referencia y la señal 45°. Un resultado de tensión negativa en este test puede surgir del caso anterior y además, al estar en desfase la referencia y la señal, habrá valores negativos a la salida del PSD, tanto más conforme el desfase entre referencia y señal se acerque a 180°.

$$V_0 = \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot 1 \cdot \cos\left(\frac{45 \cdot \pi}{180}\right) = 0.35V \quad (32)$$

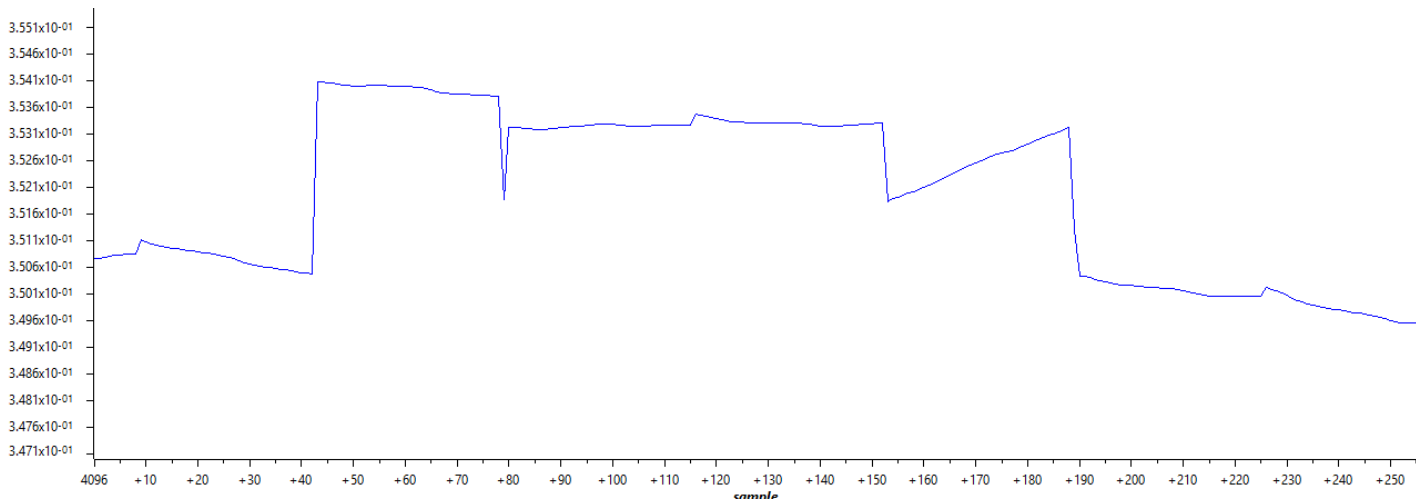


Figura 28: Salida del Lock-in. Señal y referencia con 1V de amplitud y desfase de 45°, salida del Lock-in disminuye; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

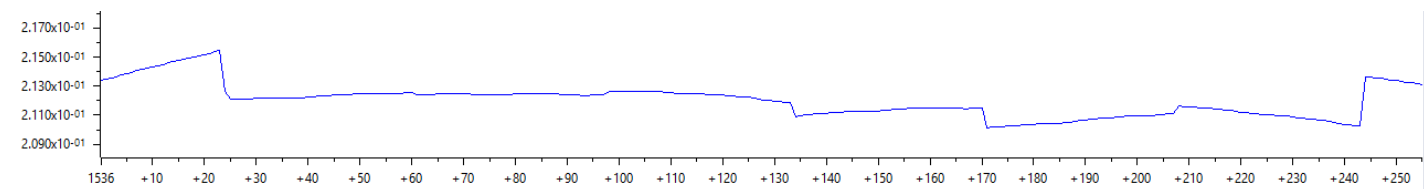


Figura 29: Salida del Lock-in. Aumento de desfase y la salida sigue cayendo; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

En el test 3, se utilizó una emisora de gran alcance, por lo que se inducirá una tensión de gran amplitud. Se verificó que si las receptoras se encuentran ante una misma magnitud de tensión inducida (debido a la similitud de campo magnético entrante a ambas), la salida del Lock-in es máxima si se encuentran en la misma dirección los ejes de las bobinas, correspondiente a no desfase y campo similar; y mínima salida, si se encuentran perpendicularmente una a otra. La siguiente imagen muestra la disposición de los componentes a la hora de efectuar el test: la antena emisora, las bobinas receptoras de ferrita, una PCB que genera pulsos a 874 Hz excitando la emisora, el prototipo de receptor, la fuente de alimentación a 12V para alimentar el puente en H (PCB) y la fuente de alimentación para alimentar al prototipo:



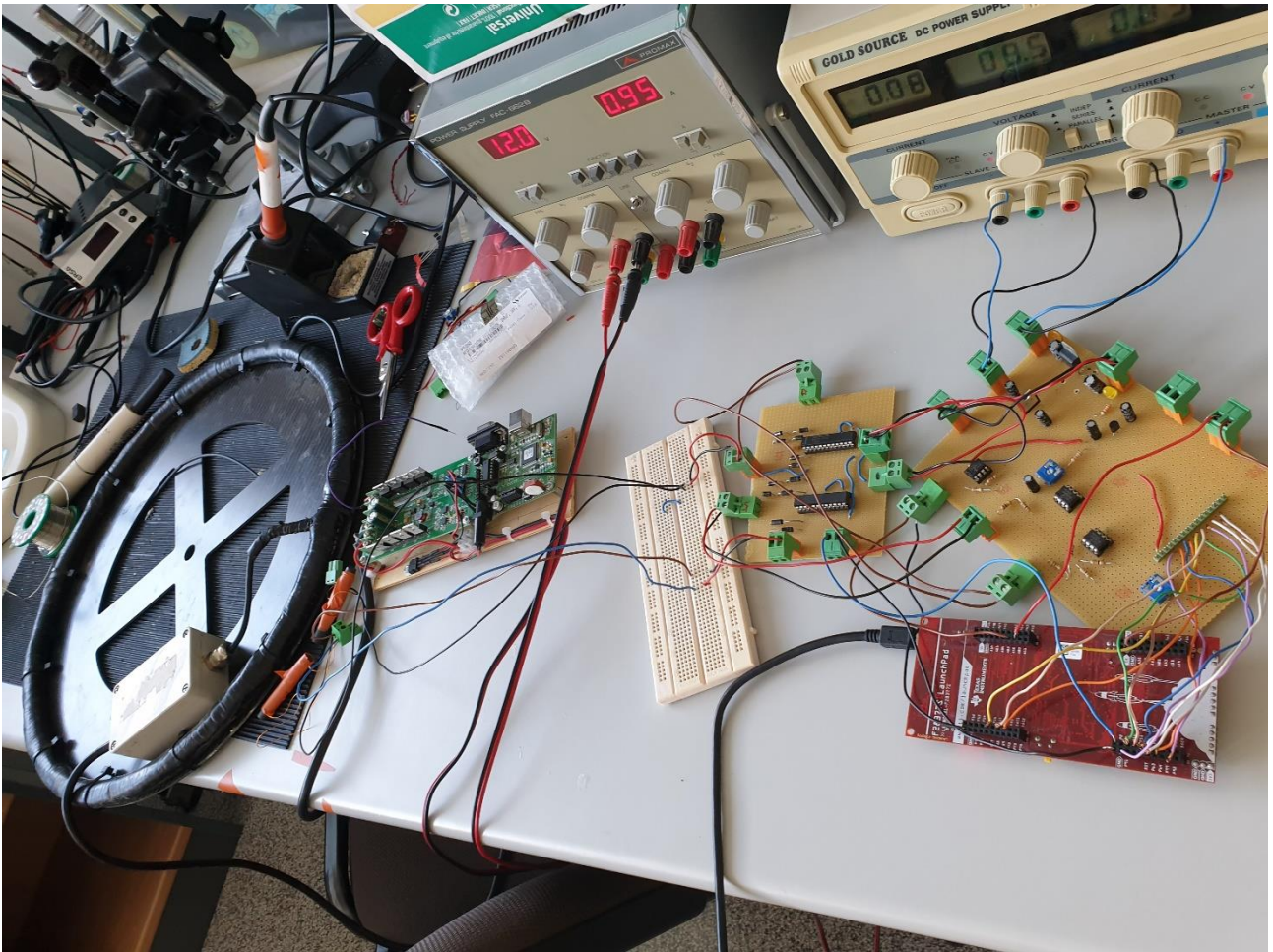


Figura 30: Test con la antena emisora real y las bobinas receptoras.

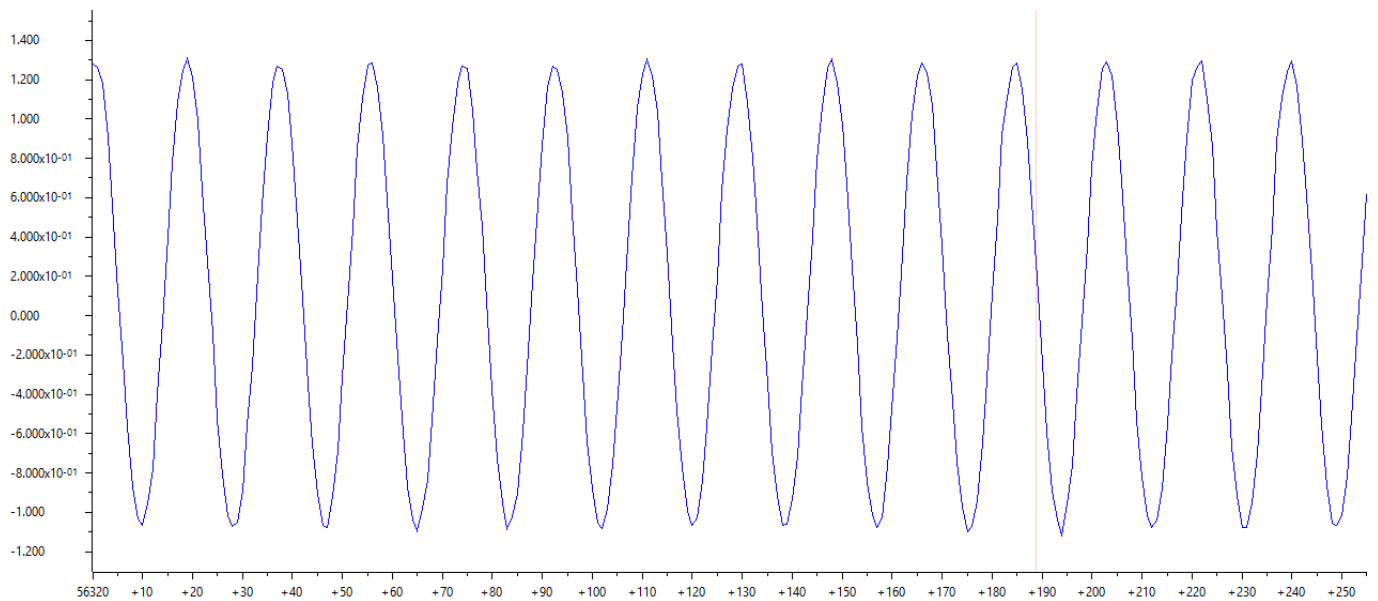


Figura 31: Señal. Emisora emite mucho campo magnético. Las señales en las gráficas no muestran el desfase real, ya que el buffer no se refresca, como es obvio, en tiempo real; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).



La salida del Lock-in y valor de continua a la salida del PSD en valor absoluto será aproximadamente:

$$|V_0| = \frac{1}{2} \cdot 1.25 \cdot 1.25 = 0.78V \quad (33)$$

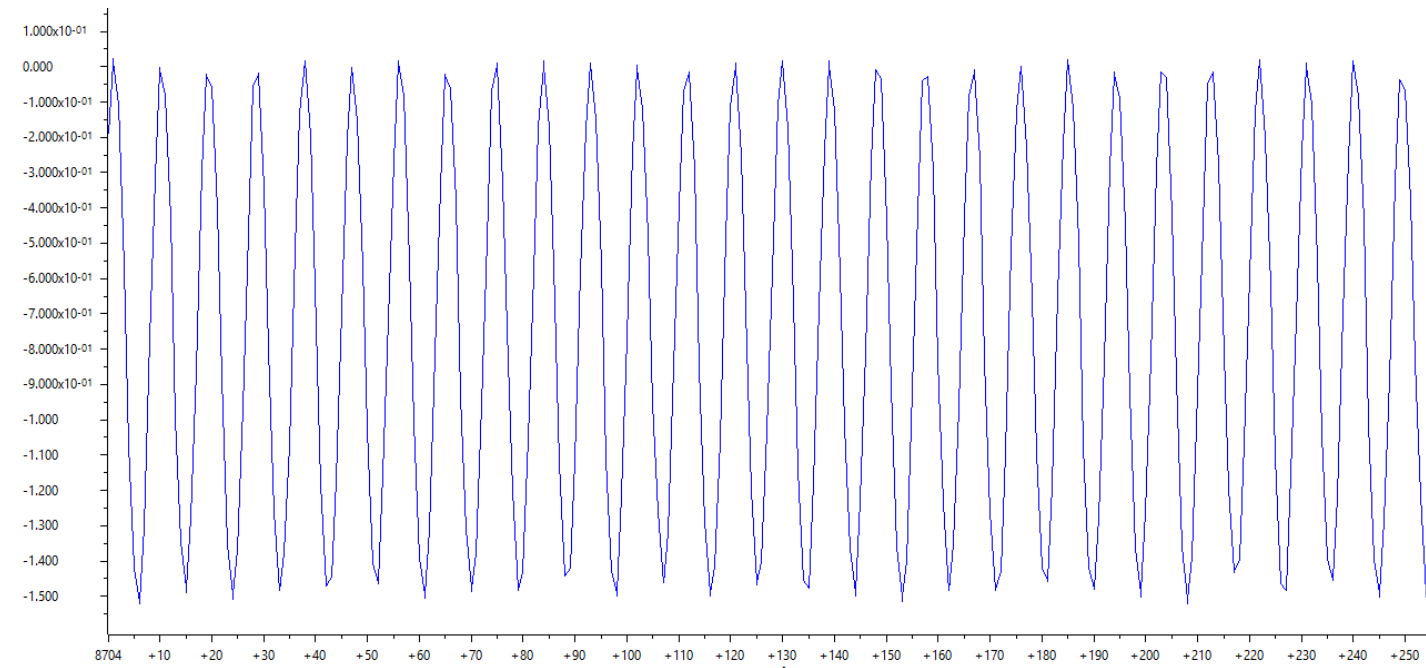


Figura 32: Salida del PSD. Señal del doble de la frecuencia de la señal original sobre un nivel de continua, que será el valor de salida del Lock-in; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

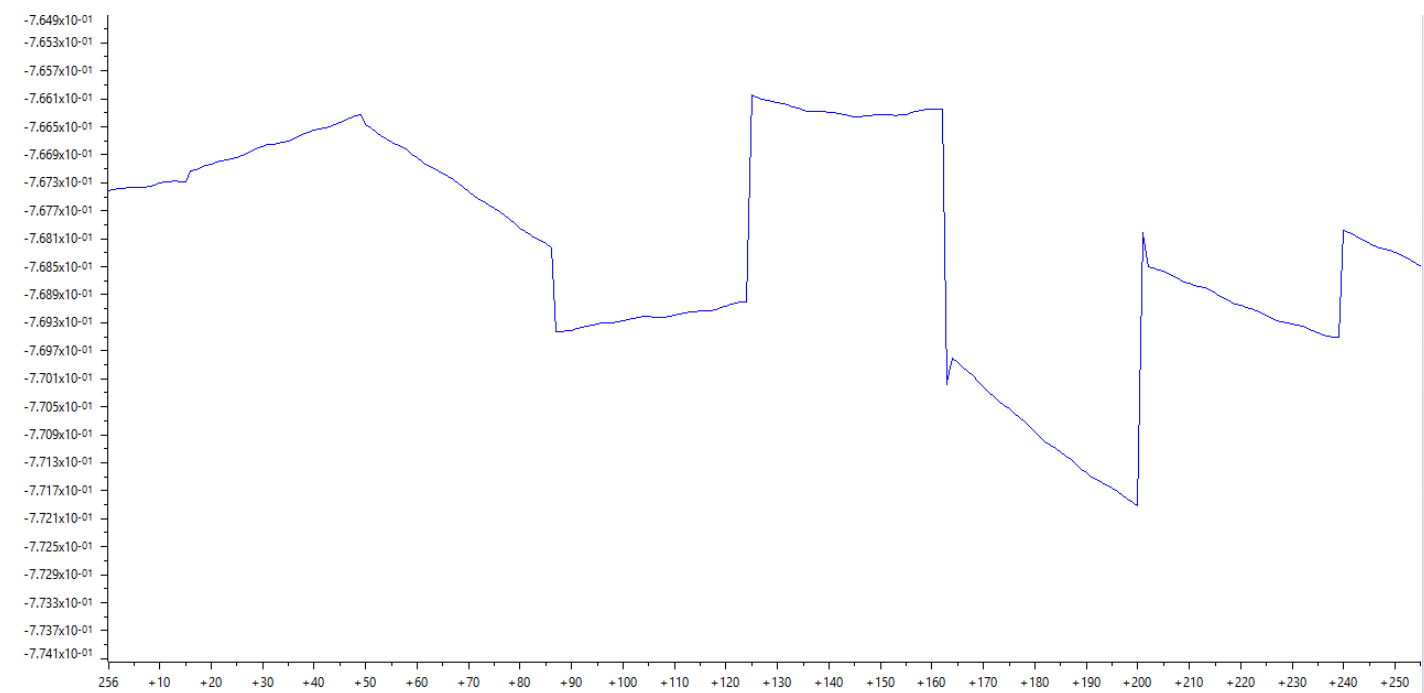


Figura 33: Salida del Lock-in con bobinas como antenas receptoras y señal y referencia de unos 1.25V; abscisas “n” (muestras o samples); ordenadas “V” (voltios).

## 8.- Conclusiones y trabajo futuro

### 8.1.- Conclusiones

Este TFG, ha constado de una parte de Hardware, que consiste en el diseño de una fuente de alimentación, generación de una referencia de tensión de 1.5V, una etapa de acondicionamiento de señal con etapas sumadoras no inversoras y el Front-End (filtros paso banda y diodos en antiparalelo de protección); y una parte de Software, dedicada a la programación de un DSP en lenguaje C para leer señales analógicas y digitalizarlas por el ADC, configuración de una PWM, conversión lineal desde valores digitales a valores en coma flotante correspondientes con la tensión analógica de las señales digitalizadas e implementación digital de las etapas de PSD y LPF de un amplificador Lock-in.

En resumen, el receptor de radiolocalización subterránea por inducción magnética resulta una herramienta muy útil a la hora de extraer señales de un entorno ruidoso y en un rango de amplitudes total (hasta los  $\pm 0.7V$  que no van a ser alcanzados en este tipo de aplicación donde se trabaja con pequeñas señales), con la única condición de que las señales de interés y la de referencia estén a la misma frecuencia y en fase para radiolocalizar.

Para concluir, este prototipo es diseñado con el fin de ayudar a la radiolocalización subterránea mediante la búsqueda de nulos de señal. Sin embargo, si se quiere tener control de la fase de las señales tratadas para otras aplicaciones, habría que incluir un amplificador de doble fase; añadiendo un desfasador analógico (Phase Shifter), otro multiplicador (PSD o mixer) y otro filtro paso bajo para conseguir la señal DC en cuadratura y teniendo la señal DC en fase y cuadratura, realizar las operaciones de las Fórmulas 6 y 7 para obtener el módulo y la fase de la señal buscada. Otra opción sería realizar la generación de la señal en cuadratura digitalmente, por lo que sabiendo la frecuencia de muestreo del ADC, la frecuencia de la señal de interés o referencia y haciendo el cociente de ambas, se podría desfasar  $90^\circ$  la referencia, moviéndola “n” posiciones o índices en el buffer donde se almacenan los valores de dicha señal. Luego, realizando la multiplicación con la señal y el filtro paso bajo consecuente, se obtiene la señal en cuadratura. A continuación, se muestra un ejemplo de cálculo para una frecuencia de referencia, también de 874 Hz, muestreada a 14KSPS (K Samples Per Second):

$$n = \frac{f_s}{F_0} \frac{1}{4} = \frac{14000 \text{ SPS}}{4 \cdot 874 \text{ Hz}} = 4 \quad (34)$$

El cociente entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de referencia es el número de muestras que se obtiene por periodo de señal; así que si se divide entre 4, quedarán las muestras hasta los  $90^\circ$  ( $360^\circ / 4$ ). 4 son las muestras que se toma desde  $0^\circ$  hasta  $90^\circ$ , con lo que si se desfasa 4 posiciones el buffer de referencia, la referencia estará desfasada  $90^\circ$  con respecto a la señal sin

desfasar, teniendo en cuenta que el ADC lee simultáneamente los valores de la referencia y señal analógicos (como ocurre en este proyecto).

## **8.2.- Trabajo futuro**

Finalizando este proyecto, se observan varias perspectivas de futuro, como añadir un control adaptativo de frecuencia y ganancia, de esta manera se podría amplificar señales de distintas frecuencias sin reconfigurar el filtro paso banda y se podría variar la amplificación y el ancho de banda para determinadas aplicaciones que lo necesitaran. Esto se podría llevar a cabo mediante multiplexores controlados digitalmente, por ejemplo, para cambiar entre el valor alto y bajo de la alimentación en cada pin del filtro paso banda a conveniencia según la aplicación actual (pines F0-F4 para frecuencia central y Q0-Q6 para amplificación y banda de paso).

## **8.3.- Valoración personal**

Este TFG ha sido muy útil, ya que enseña cómo realizar un prototipo electrónico de una aplicación y los pasos a seguir para conseguirlo, a la vez que engloba conocimientos adquiridos durante toda la carrera de Ingeniería Electrónica y Automática.

Este proyecto ha sido muy útil para aprender a desarrollar aptitudes como resolución de problemas, mediante la búsqueda adecuada del error y su correspondiente solución y aprender a trabajar en un entorno y con unos componentes que, a lo mejor, el día de mañana si ejerzo en este ámbito de la Electrónica y Sistemas, son útiles para desenvolverse mejor en el mundo laboral, sirviendo también como introducción para ello, ya que se ha utilizado casi toda la instrumentación necesaria para comenzar a trabajar en este campo de la Ingeniería.

Gracias a este proyecto, he aprendido como se estudia el medio subterráneo con técnicas impensables en el día de hoy con el desarrollo de las tecnologías de la comunicación y entendiendo por qué es necesaria esta técnica frente a las telecomunicaciones de muy alta frecuencia que no están centradas en el mundo subterráneo y sus métodos no sirven allí.

Para concluir y dando mi opinión personal al respecto de este proyecto, cuando me dispuse a escoger un TFG y revisé todas las opciones que se encontraban disponibles en ese momento, no dudé ni un momento en elegir éste. Me pareció el más interesante, ya no sólo en temática (que personalmente me encanta la montaña y los deportes de aventura que los he vivido durante toda mi vida), sino en la posibilidad de fabricar, como ya he dicho, mi primer prototipo real y aprender a

resolver de la manera correcta cada uno de los fallos que suceden a medida que se va avanzando en el mismo.



## 9.- Bibliografía

1. GTE, Grupo de Tecnologías en Entornos Hostiles, <http://gte.unizar.es/investigacion.html>, 2020.
2. M. T. Pérez, Estudio, Diseño y Construcción de un equipo radiolocalizador ELF optimizado, 2005\_PFC\_Maite\_RL\_memoria\_completa.pdf, 2005.
3. M. Bedford, Introduction to Cave Radiolocation, 2018\_Mike\_Bedford\_introduction\_radiolocation.pdf, 2018.
4. Farnell. Distribuidor de Equipos Electrónicos, <https://es.farnell.com>, 2020.
5. J. P. Martínez, Filtros digitales, Procesado Digital de Señal. Asignatura de Ingeniería Electrónica y Automática en la Universidad de Zaragoza, 2019.
6. Wikipedia. Ley de Faraday, [https://es.wikipedia.org/Ley\\_de\\_Faraday](https://es.wikipedia.org/Ley_de_Faraday), 2020.
7. Maxim Integrated™, MAX263, MAX264, MAX267, MAX268 Pin Programmable Universal and Bandpass Filters, 2007.
8. A. Das, A Low-Cost Portable Alternative for a Digital Lock-in Amplifier Using TMS320C5535 DSP, Lock\_In\_2 .pdf, 2020
9. D.Wenn, Implementing Digital Lock-in Amplifiers Using the dsPIC DSC, an1115a.pdf, 2007.
10. A. Laquidara, I. P. Pérez, C. Díaz, A. A. Giordana, AMPLIFICADORES LOCK IN, <http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/electronicos2/>, 2020.
11. Microchip, MCP601/602/603/604 2,7V to 5,5V Single Supply CMOS Op Amps, MCP601.pdf, 2000.

12. ST, L78 Positive voltage regulator ICs, 2307057.pdf, 2016.
13. ST, L79 Negative voltage regulators, L79.pdf, 2019.
14. ST, L78L Positive voltage regulators, 78L33\_STMicroelectronics.pdf, 2016.
15. A. Franco, Campos dependientes del tiempo, [https://sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/faraday/medida\\_campo/medida\\_campo.html](https://sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/faraday/medida_campo/medida_campo.html), 2020.
16. Wikipedia, Inducción magnética, [https://es.wikipedia.org/inducción\\_magnética](https://es.wikipedia.org/inducción_magnética), 2020.
17. Wikipedia, Ley de Lenz, [https://es.wikipedia.org/Ley\\_de\\_Lenz](https://es.wikipedia.org/Ley_de_Lenz), 2020.
18. Wikipedia, Ruido de disparo, [https://es.wikipedia.org/wiki/Ruido\\_de\\_disparo](https://es.wikipedia.org/wiki/Ruido_de_disparo), 2020.
19. I. de Mendizábal, Understanding Types of Lock-in Amplifiers and Related Noise Sources, <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-types-lock-in-amplifiers-noise-sources/>, 2020.
20. Wikipedia, Homodyne detection, [https://en.wikipedia.org/wiki/Homodyne\\_detection](https://en.wikipedia.org/wiki/Homodyne_detection), 2020.
21. S. Bhattacharyya, R. Nasir, B. Bijoy, K. Bhattacharyya, Implementation of Digital Lock-in Amplifier, Implementation of Digital Lock-in Amplifier.pdf, 2016.
22. A. Farahat, Switched-Capacitor Filters: Second-Order SC, <http://www.engineering-bachelors-degree.com/electronic-components/uncategorized/switched-capacitor-filterssecond-order-sc-circuit/>, 2015.



## 10.- Anexos

### 10.1.- Especificaciones del equipo receptor

Las baterías para alimentar el sistema no deben ser mayores que 28 voltios ni inferiores a 8 voltios para entrar en el rango de tensiones de entrada de los reguladores L7805 y L7905 que deben cumplir esos 2 voltios de tensión de dropout<sup>9</sup> y no admiten más de 30 voltios por la electrónica interna.

Los puentes o jumpers del DSP deben estar conectados para alimentar a la tarjeta mediante los 3.3V obtenidos de las pilas e insertados por sus pines de alimentación.

El sistema está diseñado para radiolocalizar señales en el rango de  $874 \pm 55$  Hz, si las señales están fuera de esta gama no serán amplificadas. Además, el receptor debe ser selectivo y únicamente responder ante las señales provenientes del emisor, teniendo en cuenta que existe ruido que distorsionará su funcionamiento, como el ruido atmosférico o terrestre.

Es fundamental tener en consideración la sensibilidad del receptor, puesto que se trabajará con señales muy pequeñas y será necesario la máxima posible, es decir, cual es la tensión mínima que se tiene que inducir en la antena receptora para que sea recibida por el receptor.

En cuanto al receptor en su conjunto, debe ser de un tamaño y peso razonables, ya que va a estar en continuo desplazamiento para establecer el punto cero. También tiene que ser resistente a las condiciones atmosféricas, tales como lluvia y viento, y tener cierto grado de protección frente a impactos mecánicos.

El receptor de radiolocalización es un sistema electrónico que trabaja con corrientes muy pequeñas, de unos  $\pm 15$  mA como máximo, así que no se debe someter a corrientes más altas que esas para no dañar el equipo, fundamentalmente, los filtros paso banda que admiten un máximo de  $\pm 50$  mA por pin.

### 10.2.- Esquemáticos del prototipo

En este apartado se encuentra el esquema general de circuito del proyecto y dividido en etapas. La primera etapa del sistema es la compuesta por el Front-End (mismo diseño que en Blackboard):

---

<sup>9</sup> Es la mínima diferencia de tensión que debe existir entre la entrada y salida de un regulador para que se produzca la tensión de salida esperada del mismo.

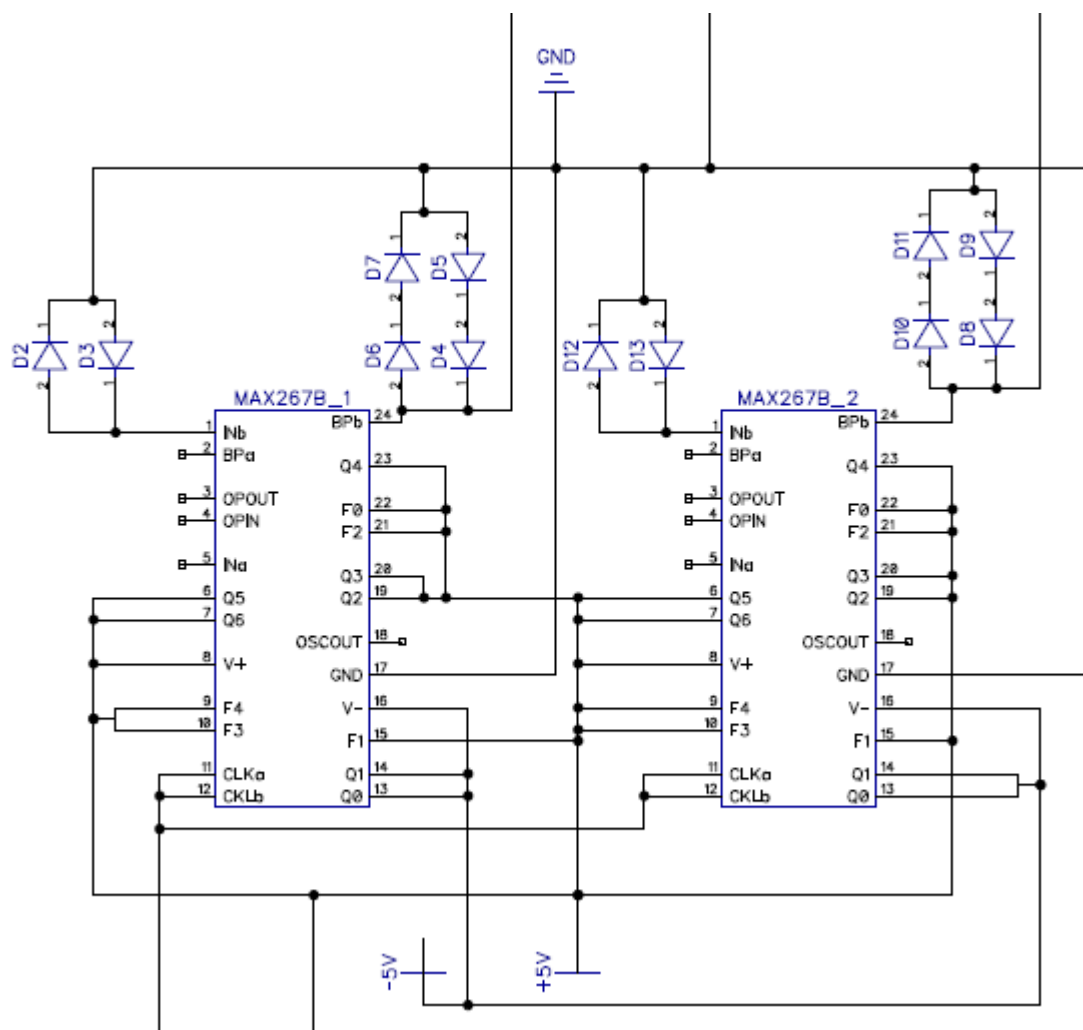


Figura 34: Front-End, filtro paso banda y amplificación.

El segundo bloque del esquema corresponde a la fuente de alimentación y la etapa de acondicionamiento de señal para la entrada al ADC:

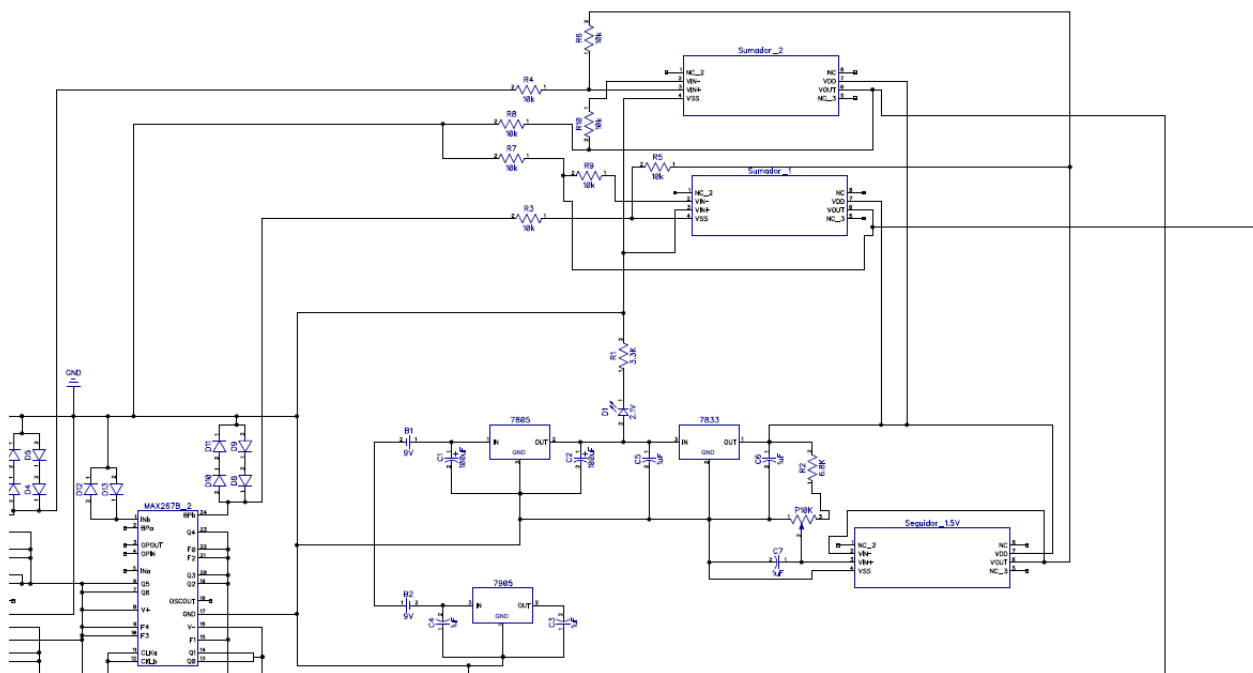


Figura 35: Fuente de Alimentación y etapa de acondicionamiento para ADC.

Y por último, el microcontrolador con la PWM y el ADC:

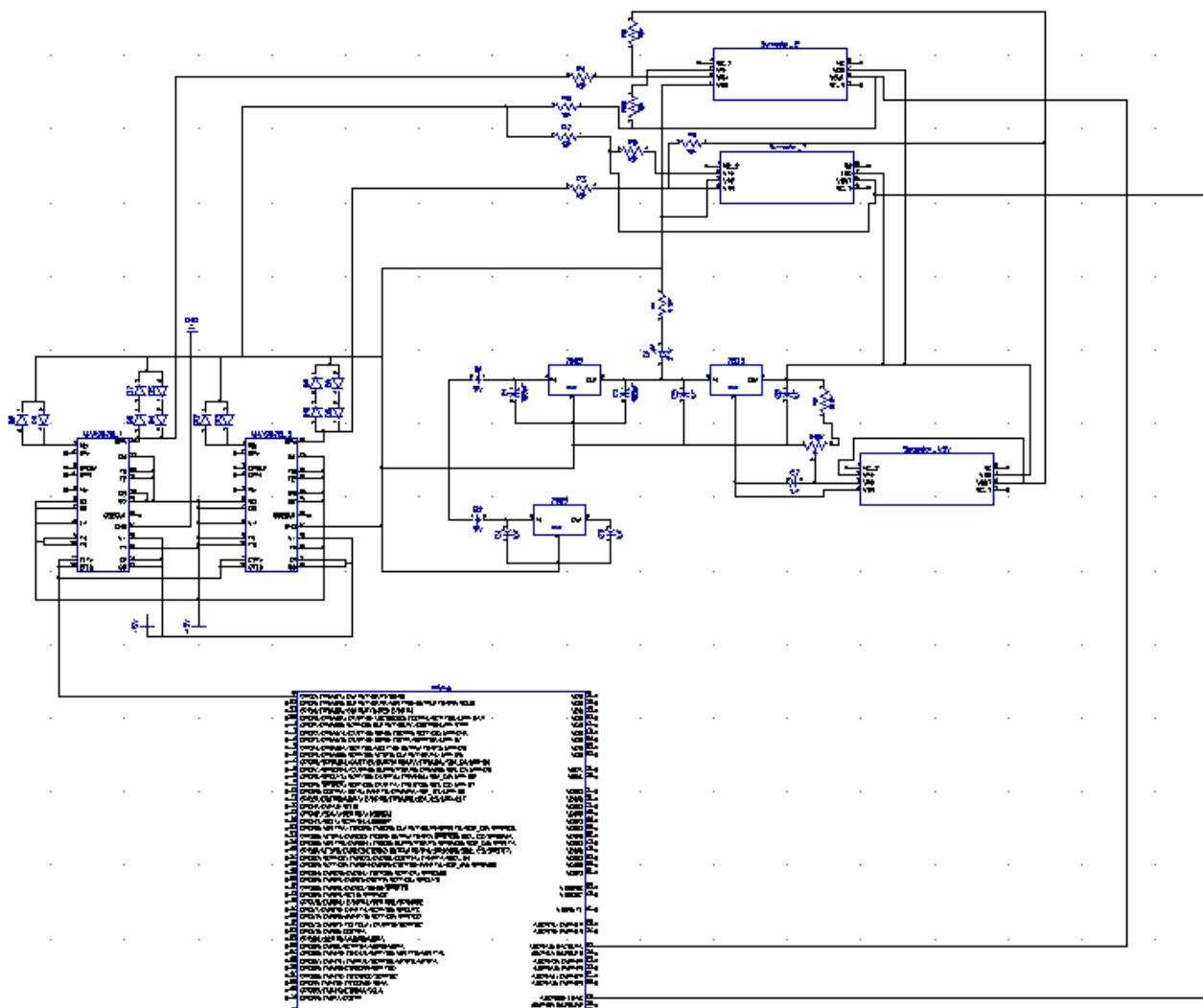


Figura 36: Microcontrolador con las conexiones del ADC y PWM para filtros paso banda.

A continuación, se adjunta el esquema completo en A3 horizontal:

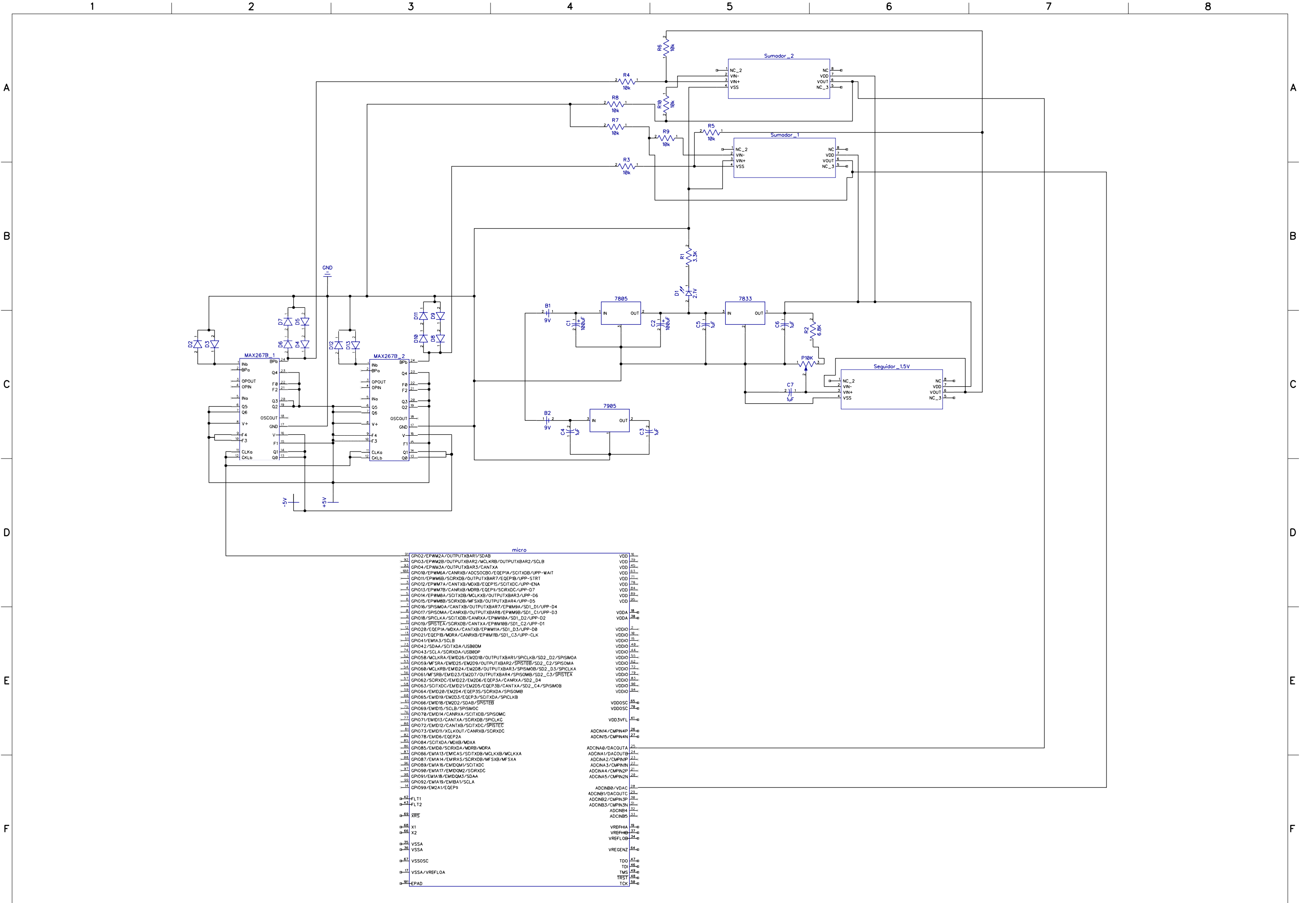


Figura 37: Esquema del prototipo.

### 10.3.- Lock-in y Reserva Dinámica

En resumen, la idea del Lock-in es que el ruido es aleatorio y, por lo tanto, no depende de la señal en la que está inmerso, así que conociendo la frecuencia y fase de la señal deseada, se puede independizarla del ruido mediante la función correlación. Ésta representa si el producto de dos señales en el tiempo son dependientes entre sí; si la correlación fuese cero, significaría que no lo serían, por lo que se encontraría ruido en el experimento y se cancelaría su aportación en la salida:

$$R(\delta, T) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot g(t + \delta) dt \quad (35)$$

Se realiza la correlación para un tiempo “ $\delta$ ” hasta un tiempo “ $T$ ”, consiguiendo comprobar el grado de parecido entre las señales “ $f$ ” y “ $g$ ”.

En el caso en el que la referencia y la señal buscada sean de la misma forma y frecuencia, se elimina la integral y se convierte en una función de autocorrelación para un límite de integración de “ $nT$ ”, siendo “ $n$ ” periodos y “ $T$ ” el periodo de la señal y un desfase entre referencia y señal de  $\alpha$ :

$$R(nT, \alpha) = \frac{V_{ref} \cdot V_{sig}}{nT} \int_0^{nT} \text{sen}(wt) \cdot \text{sen}(wt + \alpha) dt \quad (36)$$

- **Reserva dinámica**

La reserva dinámica (dynamic reserve) se refiere a la cantidad de ruido que soporta el Lock-in con respecto al máximo valor de tensión representable, sin mostrarlo en la salida como tensión “correcta”, suele medirse en dB. A la frecuencia de referencia y señal, la reserva dinámica es 0 dB y aumenta al alejarse hasta cierto valor dependiente de cada Lock-in. Una reserva dinámica elevada generará una tensión continua de error en la salida de un Lock-in analógico, pero no en uno digital; sin embargo, una reserva dinámica mayor de 60 dB y siendo mayor que la reserva mínima (ligada a la ganancia del Lock-in y aumentando con ésta), aumentará el ruido del ADC y, por lo tanto, el de la salida. La reserva mínima no afecta al ruido en la salida para los Lock-in digitales.

Todas las señales tienen ruido intrínseco en ellas y la reserva tendrá que ser ajustada según el ruido que tenga que soportar el instrumento en su ambiente, ya que el mismo Lock-in generará ruido en su salida y si ese ruido es medido, se puede saber cuánto ruido hay en el ambiente o en las

señales entrantes al Lock-in que, seguramente, dicho ruido externo sea dominante al del Lock-in. Se puede hacer el estudio colocando una señal a distinta frecuencia de la de referencia y subir la reserva hasta que sólo se detecte el ruido del Lock-in; con bajas reservas, si el ruido es mayor que el límite de reserva dinámica, se mostrará en la salida la tensión del ruido como si fuera de la señal “buena” (a 874 Hz en este proyecto) y si se aumenta hasta cierto punto, desaparecerá dicho ruido quedándose el del Lock-in, esa será la reserva a escoger para dicha aplicación. En general, se deben usar reservas lo más bajas posible, debido a que al disminuirla, se reduce la ganancia y el ruido en la salida del Lock-in.

## 10.4.- Ruidos en sistemas electrónicos

- Ruido térmico o de Johnson-Nyquist formado por las cargas eléctricas al variar la temperatura. Depende de la resistencia del sistema y de su ancho de banda, experimentalmente Nyquist la describió como:

$$V_{thermal}(rms) = \sqrt{(4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f)} \quad (37)$$

“k” es la constante de Boltzman, “T” es la temperatura en Kelvin, “R” es la resistencia y  $\Delta f$  el ancho de banda. Esto justifica la necesidad de ajustar el ancho de banda y las resistencias del sistema lo más bajo posible cumpliendo con el funcionamiento óptimo del mismo.

- Ruido de disparo o shot noise proviene de las partículas portadoras de energía, que si son demasiado pocas, producen fluctuaciones estadísticas de corriente eléctrica que siguen una distribución de Poisson y cuya desviación estándar es:

$$I_{shot}(rms) = \sqrt{(2 \cdot q \cdot I \cdot \Delta f)} \quad (38)$$

Donde “q” es la carga eléctrica, “I” es la corriente eficaz que circula por el sistema y  $\Delta f$  el ancho de banda. Se trata, al igual que con el ruido térmico, de utilizar un ancho de banda estricto para la aplicación destino y no aumentarlo sin necesidad; la corriente, por otro lado, es lo opuesto a la resistencia y habrá que estudiar cuál es más conveniente en cada sistema. Generalmente en sistemas digitales cada vez más avanzados, se utilizan corrientes más altas y tensiones más

pequeñas para llevar la potencia; en este proyecto, las corrientes que se manejan son muy pequeñas y en general, los amplificadores Lock-in trabajan con un ancho de banda muy reducido, así que estos dos ruidos descritos no deberían ser muy importantes.

- Ruido “1/f” aparece al trabajar con baja frecuencia y genera un ruido proporcional al inverso de la frecuencia de la señal. En ciertos Lock-in con alto ruido de los componentes que lo forman, la frecuencia baja del ancho de banda puede necesitar de un valor mínimo para asegurar una calidad con respecto al ruido.
- Ruido de entrada al amplificador Lock-in que depende de su ancho de banda y será de nanovoltios por raíz de hertzio (nV /  $\sqrt{\text{Hz}}$ ):

$$V_{noiseIN} = \sqrt{\Delta f} = \sqrt{55\text{Hz}} \approx 7.5\text{nV} \quad (39)$$

Si se miden señales experimentales de nanovoltios y con una amplificación por 16 (factor “Q”), se obtendrán señales a la entrada más potentes que el ruido intrínseco.

## 10.5.- Tipos de filtros electrónicos

Respecto a los filtros más comunes como son el Butterworth, Chebyshev 1 y 2, Bessel y Elíptico, cada uno potencia unas cualidades en contra de otras:

1. Chebyshev Tipo 2 marca el inicio de la banda de parada, como se ve es el que más rápido desciende y junto a Butterworth, tiene una banda de paso plana.
2. Chebyshev Tipo 1 presenta un rizado constante en la banda de paso, a la vez que una caída con mucha pendiente hacia la banda de rechazo y sin rizado en la misma.
3. Butterworth tiene una banda de paso plana, una caída más lenta y sin rizado en la banda de rechazo.
4. Elíptico posee la banda de transición más estrecha, pero con la fase menos lineal.
5. Bessel tiene fase lineal en banda de paso, pero con la mayor anchura de banda de transición.



Según la aplicación se puede elegir el tipo de filtro que más convenga.

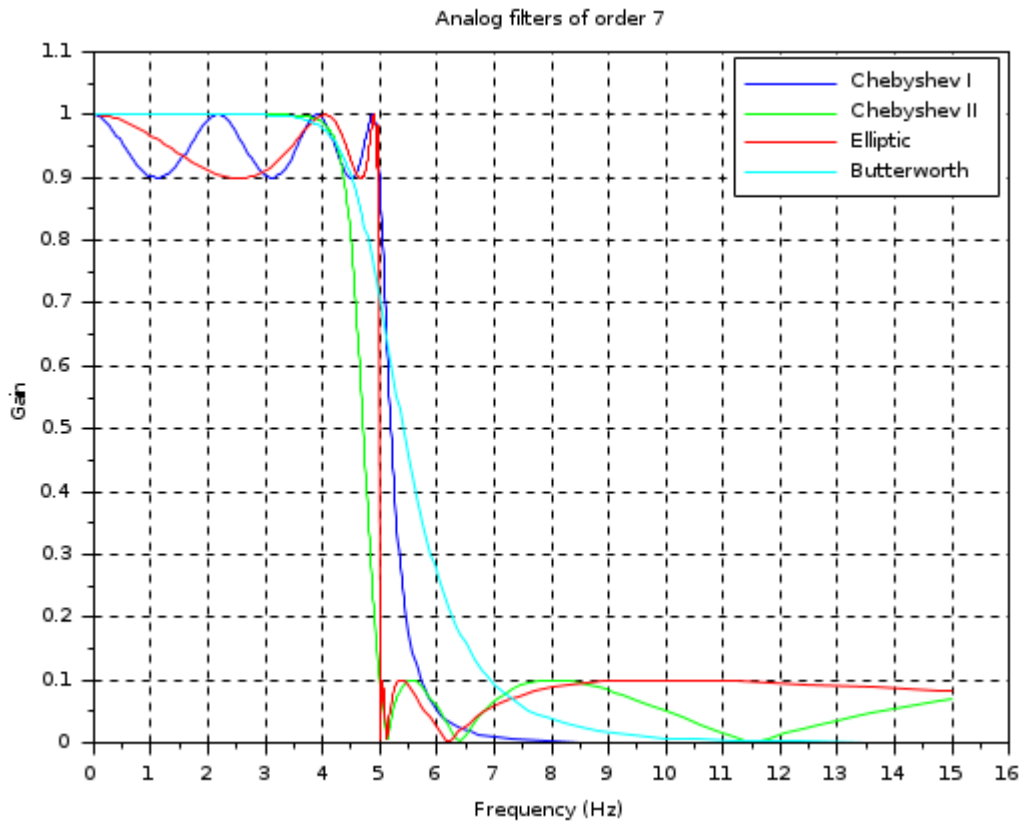


Figura 38: Tipos de filtros. [https://help.scilab.org/docs/6.0.0/ru\\_RU/analpf\\_1.png](https://help.scilab.org/docs/6.0.0/ru_RU/analpf_1.png)

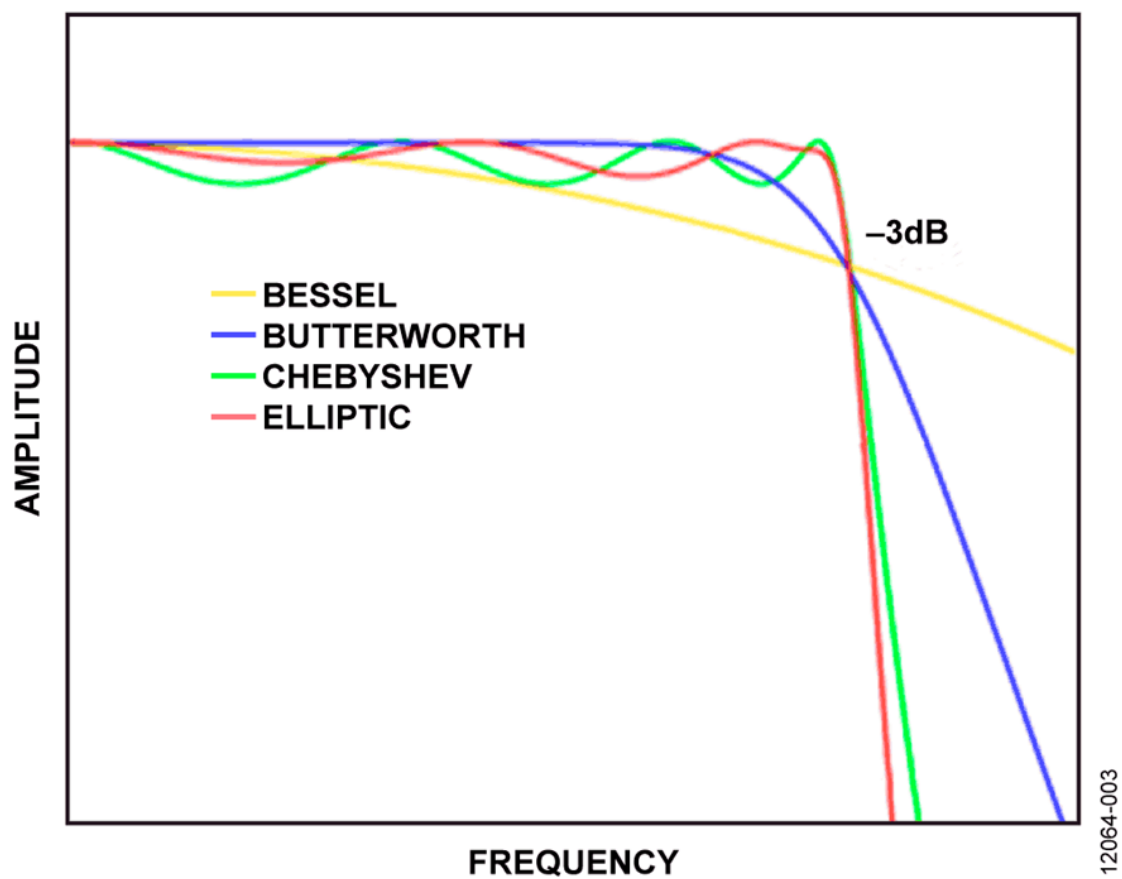


Figura 39: Tipos de filtros 2. <https://www.analog.com/en/design-center/reference-designs/circuits-from-the-lab/cn0304.html#rd-description>

## 10.6.- Listado de componentes

DESCRIPCIÓN GENERAL	DESCRIPCIÓN PARTICULAR	VALOR	CANTIDAD	PACKAGE	ENLACE
AMPLIFICADOR OPERACIONAL	MCP601-I/P		3	DIP	<a href="https://es.farnell.com/microchip/mcp601-i-p/ic-op-amp-cmos-rro-p-dip8-601/dp/1084271">https://es.farnell.com/microchip/mcp601-i-p/ic-op-amp-cmos-rro-p-dip8-601/dp/1084271</a>
RESISTENCIA	R10K, R3.3K, R6.8K	10K $\Omega$ , 3.3K $\Omega$ , 6.8K $\Omega$	8, 1, 1		
POTENCIÓMETRO	P10K	10K			
PILA	6LR61DP12	9V	2		<a href="https://es.farnell.com/energizer/6lr61dp12/bater-a-alcalina-ind-9v-paquete/dp/1520482">https://es.farnell.com/energizer/6lr61dp12/bater-a-alcalina-ind-9v-paquete/dp/1520482</a>
DIODO CONVENCIONAL			12		
CONDENSADOR		100 $\mu$ F, 1 $\mu$ F	2, 5		
REGULADOR LINEAL DE TENSIÓN	LM78M05CT/NOPB	5V	1	DIP	<a href="https://es.farnell.com/texas-instruments/lm78m05ct-nopb/ic-ldo-reg/dp/3008067">https://es.farnell.com/texas-instruments/lm78m05ct-nopb/ic-ldo-reg/dp/3008067</a>
REGULADOR LINEAL DE TENSIÓN	L79L05ACUTR	-5V	1	DIP	<a href="https://es.farnell.com/stmicroelectronics/l79l05acutr/ic-reg-de-tensi-n-5v-smd/dp/1467770">https://es.farnell.com/stmicroelectronics/l79l05acutr/ic-reg-de-tensi-n-5v-smd/dp/1467770</a>
REGULADOR LINEAL DE TENSIÓN	L78L33	3.3V	1	DIP	<a href="https://es.farnell.com/texas-instruments/tps709b33dbvt/ldo-fixed-3-3v-0-15a-sot-23-5/dp/3008084">https://es.farnell.com/texas-instruments/tps709b33dbvt/ldo-fixed-3-3v-0-15a-sot-23-5/dp/3008084</a>
FUSIBLE			1		
LED			1		
CONECTOR			16		
FILTRO PASO BANDA	MAX267B		2	DIP	
MICROCONTROLADOR	TMS320F28377S		1		

Tabla 1: Listado de Componentes.

## 10.7.- Diagrama de Gantt

La duración y distribución de tiempo para este proyecto ha sido representada mediante una tabla y un diagrama de Gantt:

TAREAS	DEDICACIÓN (HORAS)
Estudio del integrado MAX267B	20
Diseño y caracterización del filtro paso banda	35
Crear proyecto CCS	20
Configuración PWM para filtro paso banda	25
Pruebas y verificación del filtro paso banda	30
Montaje del Front-End con filtros paso banda y conectores de la primera placa	20
Diseño fuente de alimentación y etapa acondicionamiento para ADC	30
Montaje fuente de alimentación	10
Montaje segunda etapa de acondicionamiento con conectores	15
Configuración del ADC	20
Estudio del amplificador Lock-in	10
Diseño del amplificador Lock-in	10
Simulación en Matlab del funcionamiento del amplificador Lock-in	15
Implementación en C y verificación en CCS del amplificador Lock-in	140
Realización de la memoria	TOTAL
	400

Tabla 2: Tabla de distribución de tiempo y tareas del Diagrama de Gantt.

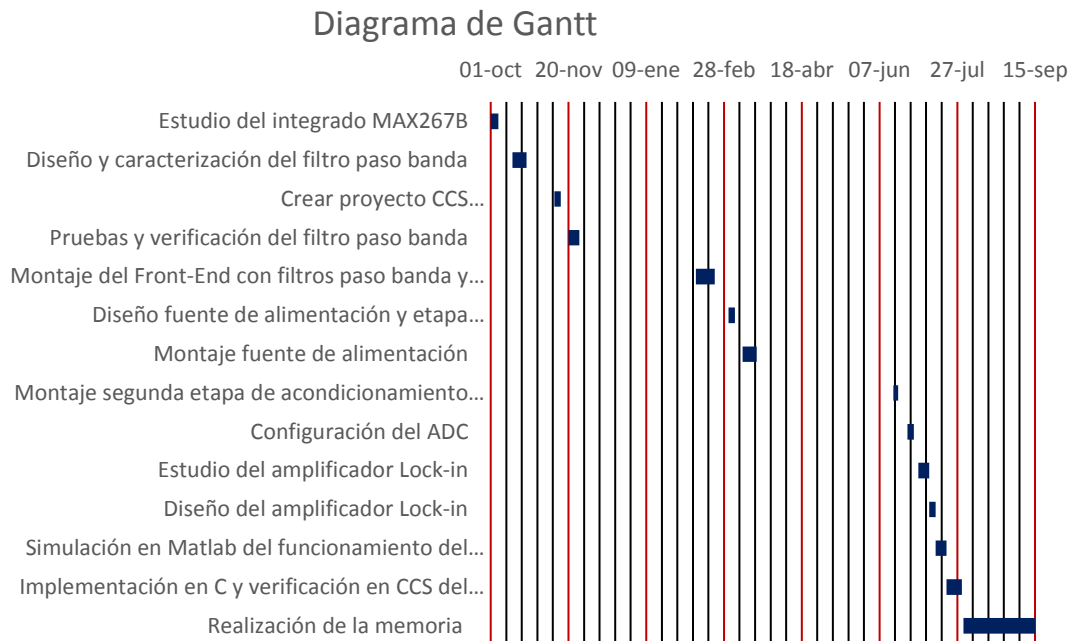


Figura 40: Diagrama de Gantt del TFG.

## 10.8.- Fórmulas cálculo profundidad radiolocalización subterránea

Para suelos horizontales entre el punto cero y el bucle receptor, se puede hallar la profundidad con esta expresión:

$$d = \frac{2 \cdot x}{\sqrt{(8+9 \cdot \tan^2 \alpha) - 3 \cdot \tan \alpha}} \quad (40)$$

$\alpha$  = ángulo del nulo.

d = profundidad.

x = distancia del punto cero al receptor.

Por ejemplo, si el nulo se obtiene a 45°, la profundidad será alrededor de dos veces la distancia horizontal.

Para suelos inclinados, habrá que tener en cuenta dicho ángulo con respecto a la horizontal y deberá ser medido. Se obtiene la profundidad de esta manera:

$$x = \cos\beta \cdot x_{slope} \quad (41)$$

$$d = d_{rx} - \sin\beta \cdot x_{slope} \quad (42)$$

$x_{slope}$  = distancia entre receptor y punto cero, medida con pendiente.

$\beta$  = ángulo entre el receptor y el punto cero con respecto a la horizontal; si es positivo, el receptor está más alto que el punto cero y si es negativo lo contrario.

$d_{rx}$  = profundidad medida desde el receptor.

Cabe la posibilidad de que se esté midiendo en el receptor desde un punto más bajo de donde está el emisor, para que los cálculos sean correctos se deben realizar unos ajustes a las expresiones citadas anteriormente:

1. Cambiar el signo al ángulo que proporciona el nulo.
2. Cambiar el signo al resultado de la operación que se lleve a cabo con ese ángulo ( $\alpha$ ).
3. Se obtendrá una profundidad negativa que puede ser reajustada con las expresiones para pendientes.

## 10.9.- Teoría Electromagnetismo

La inducción magnética en bobinas se basa en la Ley de Faraday para un inductor que expresa la tensión que se induce:

$$\varepsilon = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (43)$$

$\varepsilon$  = tensión inducida.

$N$  = vueltas de cable.

$d\Phi/dt$  = variación del flujo magnético con respecto al tiempo.

La tensión inducida en la antena receptora dependerá del número de espiras o vueltas que tenga y de la variación negativa de flujo magnético. El signo “-” proviene de la Ley de Lenz, que afirma que toda tensión inducida tiende a producir una corriente cuyo campo magnético se opone a las variaciones producidas por la corriente del campo existente.

El flujo magnético “ $\Phi$  (Wb=T m<sup>2</sup>)” producido por un circuito plano y un campo magnético constante se describe como el producto escalar de la inducción magnética y la superficie de la antena receptora:

$$\Phi = \vec{B} \cdot \vec{S} = B S \cos(\alpha) \quad (44)$$

Donde “B” representa la inducción magnética, “S” es la superficie ocupada por la antena y “ $\alpha$ ” el ángulo que forma la dirección perpendicular a la superficie “S” con la dirección del campo magnético.

La inducción magnética “B (T)” representa el vector de campo magnético y depende de la permeabilidad magnética del material que va a generar inducción magnética “ $\mu$ ” (si es el aire  $\mu = \mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  H/m) y de la intensidad de campo magnético “H (A/m)”:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (45)$$

En resumen, la fuerza electromotriz inducida para una señal sinusoidal de frecuencia angular “ $\omega$ ” será:

$$V_{ind} = N\Phi = N B S \omega \quad (46)$$

A continuación, se muestran ejemplos de imanes con sus líneas de flujo magnético sobre un plano horizontal:

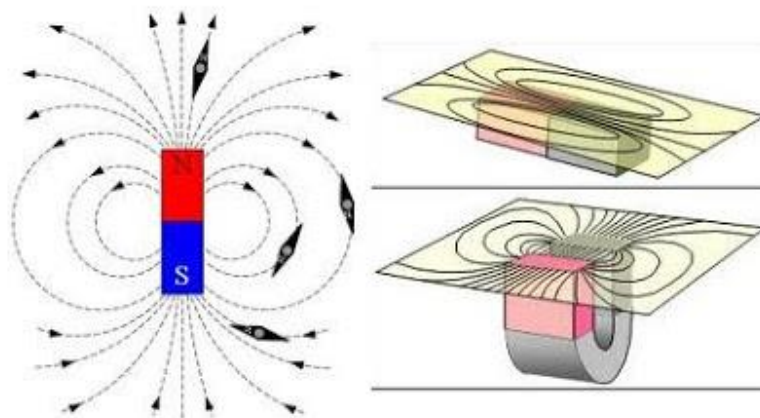


Figura 41: Líneas de flujo magnético en imanes.

<http://2.bp.blogspot.com/-bnIsIEc2gJw/TceFU9ilBjI/AAAAAAAAAHA/mO2Ja7d2V-c/s400/im%25C3%25A1n.jpg>